

## Bibliographische Beschreibung

Stecher, Helmut:

Die Diplomarbeit beschäftigt sich mit WLAN Antennen im Bereich von 2,4GHz. Die Antennen werden als Microstrip-Patch-Antennen ausgeführt, Landeck, Hochschule Mittweida (FH), Diplomarbeit, 2011

## Inhaltsverzeichnis

1	Referat.....	5
1.1	Selbstständigkeitserklärung.....	6
2	Simulationen und Erläuterungen.....	7
2.1	Sicherheit.....	7
2.2	Performance .....	7
2.3	Ausgangslage .....	7
3	Realisierung.....	9
3.1	Gesetzliche Vorgaben in Österreich.....	9
4	Digitale Modulation und WLAN .....	10
4.1	IQ-Modulation.....	10
4.1.1	IQ-Mischer .....	10
4.1.2	IQ-Modulator .....	10
4.2	QPSK (Quadratur Phase Shift Keying).....	12
4.2.1	Coderaten: .....	13
4.3	QAM (QuadraturAmplitudenModulation).....	14
4.4	OFDM-Technologie (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).....	15
4.4.1	Erzielbare OFDM-Datenraten: .....	15
4.5	COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex).....	15
4.6	WLAN - Standards.....	19
5	Testsimulationen zum Einstieg .....	20
5.1	Simulation Microstrip-Antenne $d = 39,76$ ( $d > \lambda/4$ ) .....	20

5.2	Simulation: Microstrip-Antenne $d = \lambda/2$	21
6	Definitionen	21
6.1	Antennenparameter	22
6.1.1	Impedanz	22
6.1.2	VSWR/Rückflussdämpfung	22
6.1.3	Polarisation	23
6.1.4	Strahlungsdiagramme	23
6.1.5	Halbwertsbreite	23
6.1.6	Antennengewinn	24
6.1.7	Vor-Rück-Verhältnis	24
6.2	Nahfeld	24
6.2.1	Reaktives Nahfeld	24
6.2.2	Strahlendes Nahfeld	25
6.3	Fernfeld	26
6.3.1	Feldwellenwiderstand	26
6.4	Smith-Diagramm	28
6.4.1	Umwandlung der Z – Ebene in die r-Ebene	28
6.4.2	Transformation durch verlustfreie Leitung	29
6.4.3	Beispiele von RLC im Smith-Diagramm	30
6.5	Sonderfälle	30
6.5.1	Sonderfall $\lambda/4$ Leitung	30
6.5.2	Sonderfall $\lambda/2$ Leitung	30
6.5.3	Sonderfall Leerlauf	31
6.5.4	Smith-Diagramm in Widerstandsform (vereinfacht dargestellt)	31
6.6	Bauform	32
6.7	Wodurch wird eine Antenne frequenzselektiv?	32
6.8	Quasioptische Ausbreitung	32
6.9	Sichthorizont	34

6.10	Beugung (Diffraktion).....	34
6.11	Elementare Antennen .....	34
6.12	Kenngrößen .....	35
6.12.1	Eigenimpedanz:.....	35
6.12.2	Strahlungswiderstand .....	36
6.12.3	Schlankheitsgrad S .....	36
6.13	Verkürzungsfaktor einer Antenne .....	36
6.14	Streuparameter .....	37
7	Streifenleitungsantennen .....	38
7.1	Aufbau von Microstrip-Patch-Antennen .....	38
7.2	Schematischer Aufbau.....	38
7.3	Bandbreitendefinition.....	40
7.4	Wellen in Microstrip-Patch-Antennen .....	41
8	Rechteckige Microstrip-Patch-Antennen .....	42
8.1	Rechteckige Microstrip-Patch-Antennen $L = \lambda_{\text{Bandmitte}}$ , $W=16\text{mm}$ .....	42
8.2	Rechteckige Microstrip-Patch-Antennen $L = \lambda_{\text{Bandmitte}}$ - Verkürzung, $W=16\text{mm}$ .....	43
8.3	Komplexere Annahmen und Berechnung .....	44
8.3.1	Berechnung einer rechteckigen Microstrip-Patch-Antenne	44
8.3.2	Simulation der Antenne unter Pkt.:8.3.1( $\epsilon=2,2$ )....	46
8.3.3	Simulation der Antenne unter Pkt.:8.3.1( $\epsilon=1,0$ )....	47
8.3.4	Simulation der Antenne unter Punkt 8.3.3 .....	49
9	Runde Microstrip-Patch-Antennen.....	50
9.1	Iteratives Verfahren: Rundes Patchelement .....	50
9.1.1	Simulationsergebnisse .....	52
9.1.2	Rundes Patchelement überarbeitet .....	57
9.2	Runde Microstrip-Antenne mit HF-Printmaterial .....	58
9.3	FR4 Material .....	59
9.3.1	Microstrip-Patch-Antenne rund (FR4) .....	60

9.3.2	Simulationsergebnisse mit variablem $\epsilon$ .....	61
9.3.3	Simulation mit iterativer Annäherung .....	62
9.3.4	Microstrip-Patch-Antenne eckig mit FR4 .....	63
9.4	Zwischenresumee .....	66
10	Alternative Patch - Antenne .....	67
10.1	Simulationsergebnis S11 .....	67
10.2	Fernfeld Messung 3D .....	68
11	Patchantennen Array .....	69
11.1	Gewählte Gruppenanordnung .....	70
11.2	Verwendetes Material .....	71
11.3	Parallelanspeisung ohne Phasenverschiebung.....	72
11.4	3 D – Plot: Fernfeld.....	72
12	Ausblick auf die 5GHz Technologie .....	75
13	Technischer Ausblick in die Zukunft .....	76
14	Persönlicher Rückblick .....	77
15	Abbildungsverzeichnis .....	79
16	Literaturverzeichnis.....	81
17	Tabellenverzeichnis.....	82
18	Formelverzeichnis .....	82

# 1 Referat

An der HTL Anichstraße in Innsbruck arbeite ich als Lehrer an der Abteilung Elektronik. Früher wurde die Abteilung als Nachrichtentechnik bezeichnet. Im Wandel der Zeit wurden die Inhalte der Computertechnik, Netzwerktechnik und Internettechnologien in den Lehrplan aufgenommen und die HF-Technik wurde etwas in den Hintergrund geschoben. Mit dieser Diplomarbeit möchten wir die Wichtigkeit der HF-Technik vor allem auch im IT-Bereich hervorheben.

Zu Beginn meiner Diplomarbeit haben wir uns mit Antennen im Frequenzbereich von 144 MHz beschäftigt und wollten diese durch geeignete Maßnahmen in Ihrer Charakteristik verändern und auch Fernfeldmessungen durchführen. Die räumliche Struktur an unserer Schule hat dieses Vorhaben (Fernfeldmessung) scheitern lassen.

Wir haben uns entschlossen, auch beim Gespräch mit Prof. Wnuck wurde das thematisiert, auf höhere Frequenzen umzusiedeln, damit wir die gewünschten Ziele erreichen können. Weiters ist dazu gekommen, dass wir an unsere Schule die WLAN-Struktur komplett überarbeiten und wir möchten ein Antennenkonzept entwickeln, das uns in die Lage versetzt, die Ausleuchtzonen der Access-Points zu verändern und eventuell Mikrozellen auszuleuchten und so den Empfang auf genau definierte Zonen zu beschränken, damit haben wir den Konnex zur IT .

Wenn wir im 2,4GHz Bereich auch bei den Laborübungen bleiben, können wir das Fernfeld darstellen. Später soll die Struktur auf ca. 9 GHz angehoben werden. In diesem Frequenzbereich haben wir an unserer Schule Mikrowellenequipment, das wir einsetzen werden. Weiters gibt es bei Lucas-Nülle geeignetes Laborequipment, das sich für zukünftige Projekte an unserer Schule anbietet. Erstes Ziel ist es, Antennen zu konzipieren, damit sie mit unseren Möglichkeiten gebaut und vermessen werden können. Wir möchten uns in dieser Diplomarbeit mit Antennen beschäftigen und das Thema Anpassungsschaltungen (Balunschaltungen nach *H.Schuster*, *I.S. Blonder*, Fa. *Ham-Pro*, *M.C Hately*...) hinten anstellen und diese für eine weitere Diplomarbeit offen lassen.

Dank der Firma CST kann ich im Vorfeld die Antennen konstruieren und simulieren, damit fällt ein Teil des experimentellen Aufbaus weg. Auf diesem Weg möchte ich auch der Firma CST für ihr großzügiges Entgegenkommen danken.

Danken möchte ich auch DI Wnuck von der HS Mittweida, der mir das Programm CST empfohlen und gezeigt hat, weiters DI Klaus Wolfsberger von der Firma Kathrein, der sehr unkompliziert geholfen hat.

Weiters bedanke ich mich bei meinen Betreuern:

- Prof. Dr.-Ing. Alexander Lampe
- Prof. Dipl.-Ing. Wilfried Dessl
- Prof. Dipl.-Ing. Kurt Höck

und einem stillen Helfer im Hintergrund Prof. Dipl.-Ing. Claus-Stephan Wnuck

für die Unterstützung und dass die Möglichkeit geboten wurde diese Diplomarbeit zu schreiben.

## 1.1 Selbstständigkeitserklärung

Ich erkläre, dass ich die vorliegende Diplomarbeit selbständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe.

---

Ort, Datum,

---

Unterschrift

## 2 Simulationen und Erläuterungen

### 2.1 Sicherheit

In der heutigen WLAN – Struktur gibt es viele Möglichkeiten das WLAN sicher zu machen [Verschlüsselungen (WEP, WPA,WPA2...), SSID verschleiern, MAC-Filterung,...)], mit viel Technik und Aufwand werden die Sicherheitsrisiken, die ein WLAN in sich birgt minimiert. In der einschlägigen Literatur wird außer acht gelassen, dass es auch über die technische Möglichkeit der Antennencharakteristik zu einer Erhöhung der Sicherheit kommt. Durch gezielte Ausleuchtung können die Versorgungsgebiete sehr genau definiert werden und dadurch kann im Indoor Bereich der Benutzerkreis des WLAN – Segments definiert werden. Die Ausleuchtung in den öffentlichen Raum kann reduziert bzw. ganz unterbunden werden und ein externer Zugriff wird dadurch vermieden. Natürlich ist das auch wieder nur ein Baustein um die Sicherheit zu erhöhen und diese zusätzliche Sicherheit kann nur im Verbund mit den anderen Maßnahmen greifen.

### 2.2 Performance

Durch WLAN versuchen wir an unserer Schule die Verkabelungskosten zu minimieren und den Zugriff auf die Daten flexibel zu gestalten. Eine große Problematik die sich darstellt, ist die, dass der Accesspoint nicht nur den gewünschten Klassenraum abdeckt, sondern darüber hinaus noch einen WLAN-Empfang garantiert. Es loggen sich mehr Schüler ein, als vorgesehen. Durch die vielen Wanderklassen greift eine VLAN – Struktur nicht. Auch die Berechtigungsstruktur wäre zu komplex, da der Nutzer nicht einem Accesspoint zuordenbar ist. Daher starten wir den Versuch, die Ausleuchtzonen durch neue Antennen genau auf die Klasse zu beschränken und ein „Fremdeinloggen“ zu vermeiden. Diese Maßnahme wird die Performance des Netzes für den einzelnen Nutzer steigern.

### 2.3 Ausgangslage

Unter Betrachtung der Ausgangslage, beschränkt sich das Projekt grundsätzlich auf folgende Wellenlängen:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

WLAN 2,4GHz: IEEE 802.11b arbeitet im Frequenzbereich 2,4GHz (2,4GHz - 2,4835GHz)

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{2.400.000.000 \text{ Hz}} = 12,49 \text{ cm}$$

$$\lambda_{\text{Bandmitte}} = \frac{c}{\frac{f_{go} + f_{gu}}{2}} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{2.441.750.000 \text{ Hz}} = 12,28 \text{ cm}$$

WLAN 5 GHz: IEEE802.11a arbeitet im 5GHz Frequenzbereich

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{5.000.000.000 \text{ Hz}} = 5,99 \text{ cm}$$

Im Vergleich besitzt DVB-T (Innsbruck – Patscherkofel) folgende Wellenlänge:

Quelle:

<http://www.rtr.at/de/m/FrequenzbuchTV> Zugriff: 28.03.2011 (9:36)

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{490.000.000 \text{ Hz}} = 61,18 \text{ cm}$$

#### Frequenzbuch Fernsehen analog und digitaler Rundfunk nach Standort und Frequenz

Bundesland:  Name der Funkstelle:  Typ:   
 Veranstalter:   
 Volltextsuche:

Name der Funkstelle	Standort	Kanal	MHz	ERP kW	Versorgungsgebiet
INNSBRUCK 1	Patscherkofel	23	490,00	63,0957	MUX A - Tirol/Vorarlberg
INNSBRUCK 1	Patscherkofel	27	522,00	63,0957	MUX B - Bundesländer

Mit dem Softwareprodukt von CST, Studio Suite 2011™ werden Antennen simuliert.

Wir möchten versuchen auf Grundlage der Patch-Technologien, Antennen zu konstruieren. Diese Technologie hat den Vorteil, dass die Antennen in der Leiterplattenfertigung für schulische Zwecke einfach gefertigt werden können.



### **3 Realisierung**

Microstrip-Patch-Antennen wurden als bevorzugte Antennenbauform gewählt, da diese Art von Antennen einfach zu fertigen ist.

Wir gehen von einfachen Grundformen aus, den Kreis- bzw. Rechteckantennen. Durch die Möglichkeit diese Antennen einfach in einer Simulation mit der Software CST STUDIO SUITE™ 2011 darzustellen, kann schnell geprüft werden, ob die Antennen im gewünschten Frequenzbereich einsetzbar sind.

An unserer Schule ist die Struktur im 2,4GHz- Bereich aufgebaut, deshalb werden wir uns hauptsächlich mit Antennen im 2,4GHz Bereich beschäftigen.

Da wir im Bereich der Microstrip-Patch-Antennen keine Erfahrungswerte hatten, haben wir uns zu Beginn des Projektes komplett auf die Literatur und die darin erwähnten Materialien konzentriert. Nach vielen Simulationen und Versuchen haben wir auf die vorhandenen Materialien an der HTL (FR4) und auf die Empfehlung von DI Wolfsberger (Fa. Kathrein – Material: Rogers) umgestellt.

#### **3.1 Gesetzliche Vorgaben in Österreich**

Die maximale zulässige EIRP (äquivalente isotrope Strahlungsleistung: Sender-Ausgangsleistung plus Berücksichtigung der Antennenrichtwirkung) für WLAN im 2.4GHz Band beträgt 100mW.

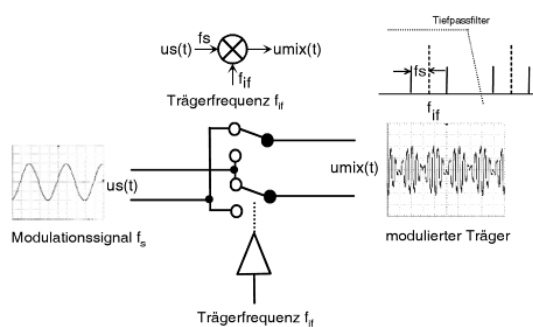
Das bedeutet, dass bei Veränderung der Antenne die Leistung an der Luftschnittstelle gemessen werden muss, damit die gesetzlichen Rahmenbedingungen eingehalten werden.

## 4 Digitale Modulation und WLAN

### 4.1 IQ-Modulation

#### 4.1.1 IQ-Mischer

Der Mischer ist das Hauptbestandteil des IQ-Modulators. Er ist vom Prinzip her ein Multiplizierer. Meist wird das zu modulierende Signal auf eine Zwischenfrequenz gemischt. Man erhält wie bei der Amplitudenmodulation (mit unterdrückten Träger) zwei Seitenbänder.

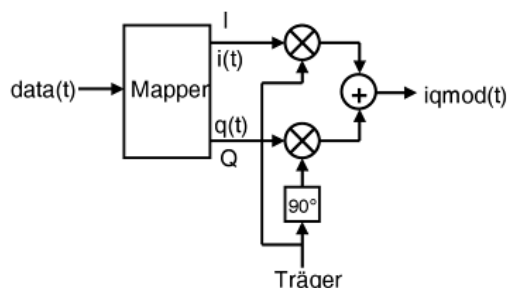


<sup>1</sup>Abbildung 4-1 Mischer und Mischvorgang: AM mit unterdrücktem Träger

Mischer werden heute eher als digitale Multiplizierer aufgebaut. vgl. (1)

#### 4.1.2 IQ-Modulator

Ein IQ-Modulator besteht aus einem I- und Q-Zweig. Im I-Zweig befindet sich der Mischer, der bekanntlich mit  $0^\circ$  Trägerfrequenzphase angesteuert wird. Der Mischer im Q-Pfad wird mit einer Trägerfrequenzphase von  $90^\circ$  angesteuert, das bedeutet, dass I und Q orthogonal zueinander stehen. Bei der digitalen Modulation ist dem IQ-Modulator ein Mapper vorgeschaltet. vgl. (2)



<sup>2</sup>Abbildung 4-2 IQ-Modulator mit vorgeschaltetem Mapper (digitale Modulation)

<sup>1</sup>Abbildung: (1) S 228

Der Mapper generiert aus dem Datenstrom die beiden Modulationssignale  $i(t)$  und  $q(t)$  in Abhängigkeit vom Datenstrom  $data(t)$ . Diese werden in Bitgruppen zusammengefasst um Modulationssignale des I- und Q-Zweiges zu generieren. Ist nur der I-Zweig aktiv und man beobachtet das Ausgangssignal  $i_{qmod}(t)$ , dann erhalten wir eine Phasenumtastung von  $0^\circ$  auf  $180^\circ$  am I – Vektor, der in der Länge variiert (immer auf I-Achse). Ist nur der Q-Zweig aktiv und man beobachtet das Ausgangssignal  $i_{qmod}(t)$ , dann erhalten wir eine Phasenumtastung von  $90^\circ$  auf  $270^\circ$  am Q-Vektor, der in der Länge variiert (immer auf Q-Achse).

$i_{qmod}$  ist die Summe aus dem Ausgangssignal des I- und Q-Mischers. Legt man  $i(t)$  auf z.B. 1V, so wird am Ausgang des I-Mischers eine konstante Schwingung ( $f$ =Trägerfrequenz) mit  $0^\circ$  Phasenverschiebung geliefert. Legt man  $q(t)$  auf 1V, so erhält man eine konstante Ausgangsschwingung mit  $90^\circ$  Phasenverschiebung.

Nachdem die Ausgangssignale des I- und Q- Zweiges nun aber cosinus- bzw. sinusförmige Signale gleicher Frequenz (Trägerfrequenz) sind, die nur in der Amplitude voneinander abweichen, stellt sich ein sinusförmiges Ausgangssignal  $i_{qmod}(t)$  variabler Amplitude und Phase durch die Überlagerung des cosinusförmigen I-Ausgangssignales und sinusförmigen Q-Ausgangssignales ein. Man kann also mit Hilfe des Steuersignales  $i(t)$  und  $q(t)$  die Amplitude und Phase von  $i_{qmod}(t)$  variieren.

Mit Hilfe eines IQ-Modulators kann man sowohl eine reine Amplitudenmodulation, eine reine Phasenmodulation, als auch beides gleichzeitig erzeugen. Ein sinusförmiges Modulatorausgangssignal ist also in der Amplitude und Phase steuerbar. vgl. (2 S. 232).

Bei der bis jetzt betrachteten IQ-Modulation sind wir davon ausgegangen, dass entweder der I- Zweig oder der Q-Zweig aktiv ist. Da erhalten wir Signale die entweder auf der I-Achse oder auf der Q- Achse umgetastet werden ( $0^\circ$  auf  $180^\circ$  bzw.  $90^\circ$  auf  $270^\circ$ ). Diese Art von digitaler Modulation nennt man Biphase Shift Keying (BPSK).

Nachteil: Bandbreitenbedarf

Bei einer Datenrate von 100kBit/s beträgt die Symbolrate 100kSymbole/s. Das bedeutet 100kSymbole erfordern eine Bandbreite von 100kHz.

---

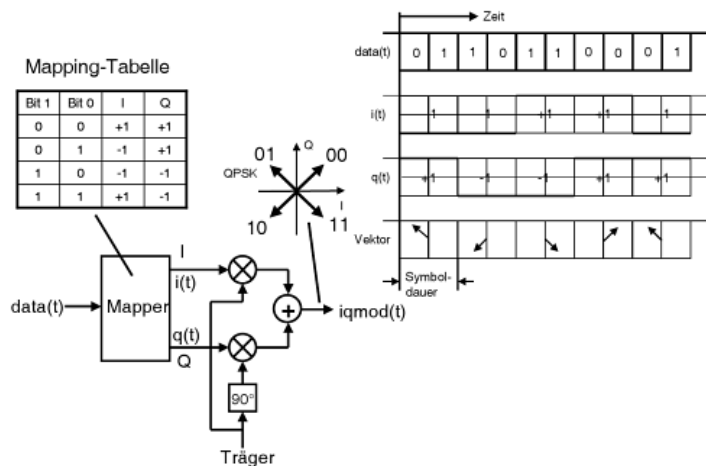
<sup>2</sup> Abbildung: (1) S 231

## 4.2 QPSK (Quadratur Phase Shift Keying)

Bei dieser Modulationsart geht man davon aus, dass I- und Q- gleichzeitig einen Wert annehmen können und daher beide Zweige arbeiten. Man spricht hier von einer Vierphasenumtastung. Würde man beliebige  $i(t)$  und  $q(t)$  Amplituden zulassen, dann erhält man eine beliebige Amplitude und Phasenlage des  $iqmod(t)$ .

Wie schon erwähnt erfolgt die Umsetzung des Datenstroms  $data(t)$  im Mapper. Bei QPSK werden nur 2 Bits zusammengefasst. vgl.(1)

Mappingtabelle:



<sup>3</sup>Abbildung 4-3 Mapping bei QPSK-Modulation

Im Vergleich zu einer einfachen Bitübertragung (BPSK) gewinnt man hier den Faktor 2 beim Bandbreitenbedarf.

Anwendung von QPSK: DVB-S (gray codiert – es ändert sich immer nur ein Bit)

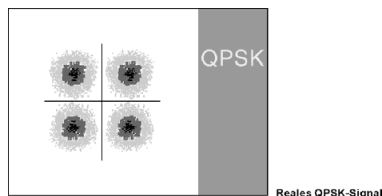
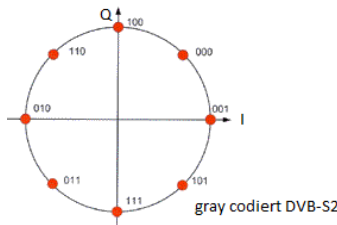


Abbildung 4-4: reales Konstellationsdiagramm QPSK<sup>4</sup>

<sup>3</sup> Abbildung: (1) S 237

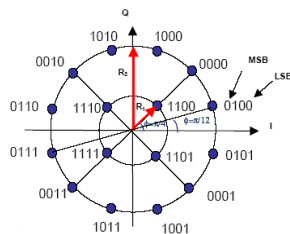
<sup>4</sup> Abbildung: Bedienungsanleitung Hirschmann Messempfänger Kapitel 7 – Messungen im Digitalbereich 30099 V 10.25/11.25/12.25/14.25 Seite 57

Bei DVB-S2 werden neue Modulationsverfahren angewendet, um noch mehr Bandbreite zu sparen. Es wurden 8PSK, 16APSK und 32APSK (AmplitudePhaseShiftKeying) mit neuen Fehlerschutzmechanismen vorgesehen (Low Density Parity Check LDPC):



Coderaten: 3/5, 2/3, 3/4, 5/6, 8/9, 9/10

Abbildung 4-5: Konstellationsdiagramm 8PSK Gray-codiert<sup>5</sup>



Coderaten: 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10

Abbildung 4-6: Konstellationsdiagramm 16APSK Gray-codiert<sup>6</sup>

#### 4.2.1 Coderaten:

Durch den zusätzlichen Fehlerschutz wird der Datenstrom aufgebläht. Man erhält einen Overhead. Durch gezieltes Weglassen von Bits kann die Datenrate wieder gesenkt werden. Das Weglassen wird auch Punktieren genannt. Dieses Punktieren geschieht nach einem dem Sender und Empfänger bekannten System. Dieses Schema wird auch als Coderate bezeichnet und kann variieren (siehe Abbildung 4-7).

Die Coderate (Punktierung) 1/2 bedeutet keine Punktierung, damit erhalten wir den maximalen Fehlerschutz. Bei 9/10 dagegen erhalten wir den minimalen Fehlerschutz.

Auf der Empfangsseite werden die punktierten Bits mit Don't Care-Bits aufgefüllt und im Viterbi-Decoder (Fehlerkorrektur) rekonstruiert. vgl. (1)

<sup>5</sup> Eigenbild: 8PSK - Konstellationsdiagramm

<sup>6</sup> Bildquelle: unbekannt – aus früheren Lehrunterlagen kopiert

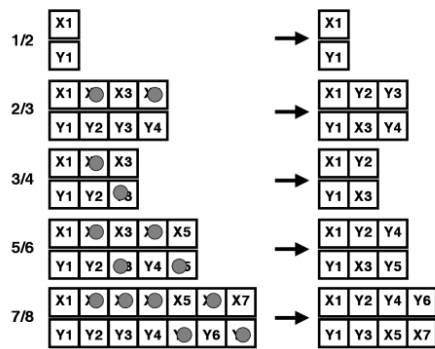


Abbildung 4-7: Punkterschema bei DVB-S <sup>7</sup>

### 4.3 QAM (QuadraturAmplitudenModulation)

In der Praxis werden sehr häufig höherwertigere Modulationen als QPSK angewandt, wie z.B. QAM.

Durch das Variieren (wurde beim IQ-Modulator erwähnt) der Trägeramplitude und Trägerphase erhalten wir mehr als 4 Zustände. Bei 16 QAM werden 4 Bit zusammengefasst und wir erhalten je Quadrant 4 Zustände, die in Phase und Amplitude unterschiedlich sind. Um bei diesem Beispiel 16QAM zu bleiben: Nach dem Mapper geht die Ausgangsdatenrate auf ein Viertel der Eingangsdatenrate zurück (4 Bit werden zusammengefasst), dadurch reduziert sich die benötigte Bandbreite auf ein Viertel. Aktuell wird bis QAM 256 angewendet. vgl. (1)

Anwendung von QAM: zB. DVB-C

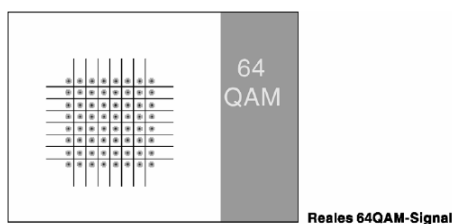


Abbildung 4-8: Konstellationsdiagramm QAM 64<sup>8</sup>

<sup>7</sup> Abbildung: (1) S 282

<sup>8</sup> Abbildung: Bedienungsanleitung Hirschmann Messempfänger Kapitel 7 – Messungen im Digitalbereich 30099 V 10.25/11.25/12.25/14.25 Seite 58

## 4.4 OFDM-Technologie (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

OFDM wird angewendet, wenn man bei geringen Bandbreiten b hohe Datenraten übertragen möchte. OFDM verwendet mehrere parallele unabhängige Unterträger (Unterkanäle). Dadurch können die Daten parallel mit geringerer Datenrate, als bei seriellen Verfahren, übertragen werden und sind daher unempfindlicher gegenüber Störungen. OFDM optimiert die Ausnutzung der Bandbreite, indem der Abstand der Unterträger so gewählt ist, dass diese sich überlappen. Damit sie sich nicht gegenseitig stören, wurde der Abstand der Center-Frequenzen so gewählt, dass sie orthogonal zueinander sind. vgl. (3)

### 4.4.1 Erzielbare OFDM-Datenraten:

Modulation	Bits/ Unterkanal	Bits/ OFDM-Symbol	FEC Coderate	Datenbits OFDM-Symbol	Datenrate MBit/s
BPSK	1	48	1/2	24	6
BPSK	1	48	3/4	36	9
QPSK	2	96	1/2	48	12
QPSK	2	96	3/4	72	18
16-QAM	4	192	1/2	96	24
16-QAM	4	192	3/4	144	36
64-QAM	6	288	2/3	192	48
64-QAM	6	288	3/4	216	54

Tabelle 4-1: Erzielbare OFDM-Datenraten vgl.(3)

## 4.5 COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex)

Die bis jetzt besprochenen Modulationsverfahren sind Einträgerverfahren, wie Sie schon seit über 100 Jahren verwendet wurden. Mit neuen Verfahren (zB. COFDM, Discrete Multitone DMT) werden Mehrträgerverfahren (bis zu einigen tausenden Unterträgern) angewandt.

### Anwendungsgebiete:

- Digital Audio Broadcasting DAB
- Digital Video Broadcasting DVB-T
- Asymmetrical Digital Subscriber Line ADSL
- Wireless LAN WLAN
- DRM
- ...

### COFDM:

2k-Modus: 1705 Einzelträger

8k-Modus: 6817 Einzelträger

Mehrfachträggerverfahren ist ein sehr komplexes Modulationsverfahren. Es ist jedoch notwendig um bei den komplexen Übertragungsmedien (terrestrische Übertragung und Leitungen) vernünftige Datenübertragungsraten zu erreichen. Speziell folgende Probleme treten auf:

- Mehrwegeempfang (Reflexionen, Echopfade...)
- Additives weißes Rauschen
- Dopplereffekte (Frequenzverschiebung bei Mobilempfang)
- Interferenzstörungen (Funkdienste, Ottomotoren, Leuchtstoffbalken...)

Bei hohen Datenübertragungsraten erhält man sehr kleine Symbolzeiten von bis unter  $1\mu\text{s}$  und dadurch werden die Systeme fehleranfällig. Wenn man nun von Laufzeitunterschieden von über  $10\mu\text{s}$  ausgeht, dann erkennt man, dass Symbole (Mehrfachempfang) überschrieben werden. Deshalb versucht man Pausen oder Schutzintervalle (Guardian) zwischen den Symbolen einzubauen. Jedoch gibt es dann immer noch die Problematik der orts- und frequenzselektiven Schwunderscheinung (Aufhebung der Information – Fading). Deshalb versucht man die Information bei konstanter Kanalbandbreite über mehrere (tausend) Träger zu übertragen. Dann kann man davon ausgehen, dass nicht alle Träger sich gegenseitig aufheben, sondern nur einzelne davon betroffen sind. vgl. (2)



Durch die Aufteilung der Information auf viele Träger vermindert sich auch die Symbolrate um den Faktor der Unterträger. Dadurch ist das Fadingproblem gelöst und auch das Symbolübersprechen wird unwahrscheinlicher. Damit sich die benachbarten Träger nicht stören, werden sie orthogonal zueinander übertragen.

Bei COFDM wird die Information auf viele sinusförmige Unterträger verteilt und mit einem Fehlerschutz (Coded) versehen. Jeder dieser Unterträger ist vektormoduliert (QPSK, 16QAM bis 64QAM). Beim Frequenz Division Multiplex wird ein gemeinsamer Datenstrom mit einem Fehlerschutz versehen und dann auf die Unterträger aufgeteilt. Die Träger liegen nur in einem Abstand von wenigen kHz Abstand zueinander, deshalb muss darauf geachtet werden, dass sie sich nicht gegenseitig stören (orthogonal).

Mode	2k	8k
Anzahl der Unterträger	2048	8192
Abstand Unterträger	4kHz	1kHz
Symboldauer	ca. 250 $\mu$ s (1/4kHz)	ca. 1ms (1/1kHz)

Bei COFDM werden nicht alle Träger für das Nutzsignal (Payload) genutzt, sondern auch für notwendige Zusatzsignale.

- nicht genutzte Träger
- Nullträger
- feste Pilotträger
- nicht feste Pilotträger
- Träger mit Zusatzinformationen

Nicht genutzte Träger:

Randträger benutzt man nicht um das Nachbarkanalübersprechen und den Filteraufwand zu vermindern.

## Nullträger:

Man verwendet häufig für die Trägeranzahl eine Zweierpotenz, da passiert es, dass nicht alle Träger genutzt werden und diese nicht genutzten Träger nennt man Nullträger.

## Feste Pilotträger:

Diese verwendet man zur automatischen Frequenzregelung des Empfängers, sind meist cosinusförmige Signale.

## Nicht feste Pilotträger:

Pilotträger mit variabler Position im Spektrum dienen als Messsignal für die Kanalschätzung und –korrektur im Empfänger.

Träger mit Zusatzinformationen: Dienen als Informationskanal zwischen Sender und Empfänger (Modulationsartänderung, QPSK auf QAM...). Vgl. (2)

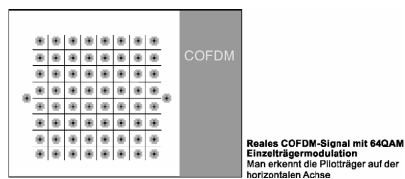


Abbildung 4-9:Konstellationsdiagramm COFDM<sup>9</sup>

Im Bild DVB-T – Konstellationsdiagramm COFDM erkennt man auf der I-Achse links und rechts die Continual- oder Scattered-Pilotträger. Die Continualträger liegen entweder auf  $0^\circ$  oder  $180^\circ$  und sind 3 dB größer, sie dienen dem Empfänger als Phasenreferenz und dadurch auch des Automatic Frequency Control (AFC), also zur Kopplung der Empfangs- an die Sendefrequenz. Die Scattered-Träger liegen ebenfalls entweder auf  $0^\circ$  oder  $180^\circ$  und sind um 3 dB größer, diese dienen zur Vermessung des Kanals an dem sie sich gerade befinden (sie springen immer um 3 Trägerpositionen weiter). vgl. (2)

<sup>9</sup> Abbildung: Bedienungsanleitung Hirschmann Messempfänger Kapitel 7 – Messungen im Digitalbereich 30099 V 10.25/11.25/12.25/14.25Seite 59

## 4.6 WLAN - Standards

Standard	Frequenzen	Modulations- / Multiplexverfahren	Datenrate Mbit/s
IEEE 802.11a	5,1 – 5,7GHz	OFDM- BPSK/QPSK/QAM	6, 9, 12, 18, 24, 36, 54
IEEE 802.11b	2,4 – 2,48GHz	DSSS-CCK	5,5 und 11
IEEE 802.11g	2,4 – 2,48GHz	OFDM- BPSK/QPSK/QAM	6, 9, 12, 18, 24, 36, 54
IEEE 802.11n	2,4 – 2,48GHz oder 5,1 – 5,7GHz	MIMO-OFDM- BPSK/QPSK/QAM	bis 600

Tabelle 4-2: vgl. WLAN Standards (3)

MIMO... Multiple In Multiple Out  
DSSS... Direct Sequence Spread Spectrum  
CCK... Complementary Code Keying

## 5 Testsimulationen zum Einstieg

Mit einfachen Testsimulationen wird versucht den Einstieg in das Projekt zu erleichtern. Das kann mit der Software CST Studio Suite 2011™ durchgeführt werden. Einerseits ist der Einstieg so gewählt, damit das Kennenlernen der Software gegeben ist, andererseits möchten wir über die erhaltenen Ergebnisse das Informationsmaterial (Bücher, Internet..) sortieren.

### 5.1 Simulation Microstrip-Antenne $d = 39,76$ ( $d > \lambda/4$ )

Patch (File Dell\_patch antenna 1988):

$r = 19,88\text{mm}$   
 $U = \lambda$   
 Leiterbahndicke  $d = 0,035\text{ mm}$   
 Substrat-Höhe  $h = 1.8\text{mm}$   
 $\epsilon = 2.2$   
 Feed: Abstand zur Mitte  $9,94\text{mm}$  ( $r/2$ )

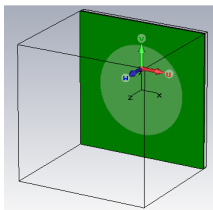


Abbildung 5-1: Patch Antenne Punkt 5.1 mit CST SUITE™ 2011 dargestellt

S11

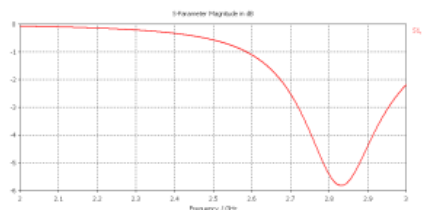


Abbildung 5-2: S1,1 Resonanz bei ca. 2,8GHz  
CST SUITE™ 2011

Fernfeld

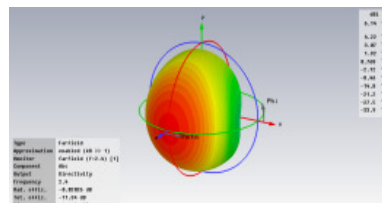


Abbildung 5-3: 3D Fernfeldsimulation mit  
CST SUITE™ 2011

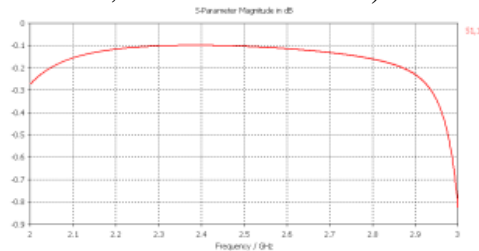
Aus dieser Simulation ist zu erkennen, dass die Antenne im Bereich von ca. 2.8 GHz einsetzbar ist, jedoch ist der Reflexionsfaktor unter den Erwartungen. In der Literatur spricht man von -10dB Bandbreite  $b$ . Durch Veränderung des Anspeisepunktes und der Anpassung des Radius muss eine bessere Güte und die richtige Resonanzfrequenz erreicht werden können.

Das bedeutet, dass der gewählte Radius (wurde so gewählt, dass der Umfang  $U=\lambda$ ) nicht paßt und die Empfangs- bzw. Sendefrequenz nicht korrekt ist.

## 5.2 Simulation: Microstrip-Antenne $d = \lambda/2$

Patch $r =$	$\lambda/4$
Leiterbahndicke $d =$	0,035 mm
Substrat-Dicke $h =$	1.8mm
$\epsilon =$	2.2
Feed: Abstand zur Mitte	9,94mm (von Versuch 1 übernommen.)

S11  
(> 3 GHz, dB nicht erkennbar)



Fernfeld

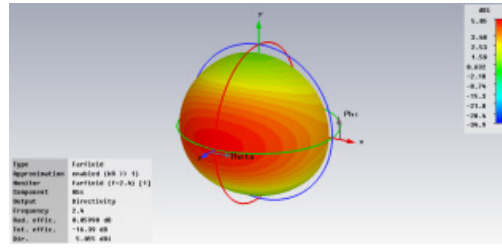


Abbildung 5-4: S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0)

Bei diesem Versuch ist deutlich zu erkennen, dass die angestrebte Resonanzfrequenz von 2,4GHz nicht erreicht wurde. Bei eckigen Antennen bzw. bei Dipolantennen spricht man von einer physikalischen Verkürzung (siehe Kapitel 6.13), so ist hier zu erkennen, dass der Durchmesser vergrößert werden muss.

Folgende Punkte aus der Literatur sind behilflich, eindeutige Parameter festzulegen.

## 6 Definitionen

Technisch von Bedeutung ist meist das Fernfeld, da praktisch fast keine Blindkomponenten vorhanden sind. Im Fernfeld existiert fast nur Strahlung.

Wird eine Wechselspannung an eine Antenne angeschlossen, so erhält man durch den Strom eine Komponente die gleichphasig zur angelegten Spannung ist (Realanteil). Die Antennenimpedanz enthält einen Realteil, der Leistung von der Quelle bezieht. Bei effektiven Antennen, verläßt der größte Teil dieser Energie die Antenne in Form von elektromagnetischen Wellen, nur ein kleiner Teil der Leistung wird in Form von Wärme selbst verbraucht. Die Impedanz enthält auch einen Imaginäranteil (Reaktanz). Ist die Reaktanz gleich Null, so spricht man davon, dass die Antenne in Resonanz ist (ähnlich RLC-Schwingkreis) und der Widerstand ist rein ohmsch. Ein externes Anpassungsnetzwerk kann die Reaktanz beeinflussen. vgl. (4).

## 6.1 Antennenparameter

Die Eigenschaften von Antennen werden durch Parameter oder Charakteristika beschrieben. Die wesentlichen Kenngrößen sind:

- Impedanz
- VSWR/Rückflussdämpfung
- Polarisierung
- Strahlungsdiagramme
- Halbwertsbreite
- Antennengewinn
- Vor-Rück-Verhältnis

### 6.1.1 Impedanz

Der frequenzabhängige Widerstand wird als Impedanz  $Z$  bezeichnet. Die WLAN Komponenten weisen eine Impedanz von  $50\Omega$  auf. Man spricht von Anpassung, wenn Antennenimpedanz und die Impedanz der Ableitung gleich ist. Bei Fehlanpassung wird ein Teil des eingespeisten Signals zurückreflektiert. vgl.(3)

### 6.1.2 VSWR/Rückflussdämpfung

In der Praxis wird die Impedanz nur bei bestimmten Frequenzen eingehalten. Daher kommt es bei breitbandiger Nutzung immer zu Fehlanpassungen, die zu Reflexionen führt. Inwieweit die reelle Impedanz von der Nenngröße abweicht wird über den Parameter VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) beschrieben. Eine VSWR Wert von 1,5 bedeutet bei einer  $50\Omega$  Antenne, dass der Wirkanteil der Impedanz einen Minimalwert von  $\frac{50}{1,5} = 33,33\Omega$  und einen Maximalwert von  $50 * 1,5 = 75\Omega$  aufweist. Eine Antenne wird als Breitbandantenne klassifiziert, wenn der VSWR – Wert von 2,0 nicht überschritten wird.

$$VSWR = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

Heute betrachtet man die Fehlanpassung von Antennen auch über die Rückflußdämpfung. Grundlage für die Dämpfung ist der Reflexionsfaktor, der das Spannungsverhältnis zwischen hin- und rücklaufender Welle beschreibt.

$$r = \frac{U_{\text{rücklaufend}}}{U_{\text{hinlaufend}}}$$

Die Rückflußdämpfung ergibt sich aus:

$$a_r = -20 \log r \text{ [dB]}$$

vgl. (3)

### 6.1.3 Polarisation

Die Polarisation gibt an, wie die elektrischen Feldlinien von der Antenne abgestrahlt werden. Von einer linearen Polarisation spricht man, wenn das E-Feld einer elektromagnetischen Welle immer in Raumrichtung zeigt. Man unterscheidet zwischen horizontaler und vertikaler Polarisation (in Erdnähe wird die Erde als Bezug genommen). Bei einer horizontalen Polarisation laufen die Wellen parallel zur Erdoberfläche und bei der vertikalen Polarisation stehen die Wellen normal zur Erdoberfläche. Im WLAN verwendet man vorwiegend linear vertikal polarisierte Antennen. vgl. (3)

### 6.1.4 Strahlungsdiagramme

Die Richt- und Strahlungsdiagramme werden graphisch dargestellt. Meist wird die vertikale und horizontale Ebene getrennt dargestellt. Mit der Software CST Studio Suite <sup>TM</sup> 2011 kann das Strahlungsdiagramm (Richtdiagramm) in 3D und 2D dargestellt werden.

### 6.1.5 Halbwertsbreite

Der Antennengewinn steht in einem direkten Zusammenhang mit dem Öffnungswinkel der Antenne. Je höher die Richtcharakteristik, desto kleiner ist der Öffnungswinkel und desto größer ist der Antennengewinn aus dieser bevorzugten Empfangsrichtung. Der Öffnungswinkel wird bei dem Punkt an jeder Stelle der Antenne festgelegt an dem die Leistung nur noch die Hälfte gegenüber ihrem Maximum erreicht. Dies ist bekanntlich bei - 3dB gegeben. Vgl. (3)

### 6.1.6 Antennengewinn

Die Richtcharakteristik einer Antenne wird auch über den Antennengewinn beschrieben. Der Antennengewinn beschreibt keinen Leistungsgewinn im herkömmlichen Sinne, sondern stellt eine theoretische Größe dar. Der Antennengewinn gibt an in welcher Höhe die Antenne Leistung im bevorzugten Winkelsegment (Öffnungswinkel) abgibt/aufnimmt, gegenüber einem isotropen Kugelstrahler. Dabei stellt der isotrope Kugelstrahler eine in der Realität nicht existierende verlustlose Antenne dar, die die elektromagnetische Leistung in alle Richtungen gleichmäßig abstrahlt. vgl. (3)

Zusammengefasst: Der Gewinn bezieht sich, wenn nicht anders angegeben auf den isotropen Kugelstrahler. Meist wird eine Antenne mit einem bekannten Gewinn als Referenzantenne definiert.

$$G = \frac{P_{Antenne}}{P_I}$$

$P_{Antenne}$	max. gemessene Leistung an der Antenne
$P_I$	Leistung des Isotropenstrahler (Kugelstrahler)

### 6.1.7 Vor-Rück-Verhältnis

Bei Richtantennen ist die Ausprägung der Nebenkeulen interessant. Man erwartet sich ein Antennendiagramm in dem die Nebenkeulen stark unterdrückt sind (Ausnahme Sonderantennen). Die Nebenkeulendämpfung des rückwärtigen Winkelsegments bezogen auf die Hauptkeule wird als Vor-Rück-Verhältnis bezeichnet. vgl. (3)

## 6.2 Nahfeld

### 6.2.1 Reaktives Nahfeld

Nach Definition der Behörde (RegTP... Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post) geht das *reaktive Nahfeld* von der Antenne bis  $\lambda/2\pi = 0,159 \lambda$ . Der Abstand wird dabei von jedem Punkt der Antenne aus gemessen.

In diesem Bereich ist eine Nahfeldbetrachtung notwendig, d.h. eine getrennte Messung von H- und E-Feld oder eine Berechnung mit eingeschränkten Fernfeldformeln, oder eine Berechnung mit einem speziellen Feldberechnungsprogramm.



Das reaktive Nahfeld ist ein Feld, das Blindenergie speichert und nichts abstrahlt. Die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten haben eine Phasenverschiebung von bis zu  $90^\circ$ . Zwischen Antenne und Umgebung pendelt Blindleistung hin und her. Ein Dipol (elektrische Antenne) hat im Nahfeld ein sehr starkes elektrisches magnetisches Feld. Bei einem Dipol nehmen mit zunehmender Entfernung  $r$  die elektrischen Feldstärken (radial und tangential) um den Faktor  $1/r^3$  ab. Die magnetische Feldstärke um den Faktor  $1/r^2$ . Im Nahfeld hat z.B. ein Dipol in Achsenrichtung keine Nullstelle, sondern auch Anteile an elektrischer Feldstärke! vgl.(5 S. 40)

### 6.2.2 Strahlendes Nahfeld

Nach Definition der Behörde (RegTP) geht das *strahlende Nahfeld* von  $0,159 \lambda$  bis  $4 \lambda$ .

In diesem Bereich kann eine vereinfachte Fernfeldbetrachtung durchgeführt werden, d.h. eine Berechnung mit Fernfeldformeln ist zulässig. Eventuell mit einem Sicherheitszuschlag von 3dB.

Die tatsächlichen Feldstärken können von den errechneten Werten abweichen. Eine Kontrollmessung ist daher sinnvoll.

Im strahlenden Nahfeld ändern sich Amplitude und Phase der elektromagnetischen Feldkomponenten laufend mit dem räumlichen Winkel und dem Abstand von der Antenne.

Bei einem Dipol nehmen mit zunehmender Entfernung  $r$  die Feldstärken um den Faktor  $1/r^2$  ab.

Das strahlende Nahfeld entspricht dem Übergangsfeld. vgl.(5 S. 40)

Das Übergangsfeld wird auch als *Fresnel*-Region bezeichnet.

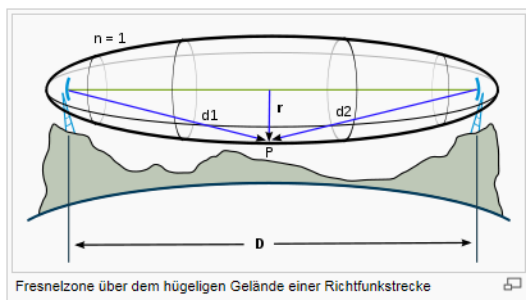


Abbildung 6-1: <http://de.wikipedia.org/wiki/Fresnelzone> Zugriff: 14.6.2011

## 6.3 Fernfeld

Die Anwendung der bekannten Fernfeldformel nach *Kraus*  $r=2D^2/\lambda$  führt zu Fehlern. Die elektrische Größe  $(D/\lambda)$  ist dabei wichtig.

Die Feldbedingungen sind:

$$r > 2 D^2 / \lambda$$

$$r > 5 D$$

$$r > 1,6 \lambda$$

Die *Kraus* – Formel ist nur für  $D > 2,5 \lambda$  richtig. Wenn  $D < 0,33\lambda$  ist, dann gilt als Kriterium  $r > 1,6\lambda$ . Im Bereich dazwischen, also  $0,33\lambda < D < 2,5\lambda$  gilt als Kriterium  $r > 5D$ . Das Fernfeld ist ein strahlendes Feld, es wird Wirkleistung abgestrahlt.

Die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten sind in Phase. Man definiert diesen Zustand als ebene Welle und spricht von einem elektromagnetischen Feld. Die Feldkomponenten sind linear über den Feldwellenwiderstand des freien Raumes  $Z_0 = 377\Omega$  verknüpft. Die Feldstärken nehmen mit der Entfernung  $r$  um den Faktor  $1/r$  ab. vgl. (5 S. 40,41). Bemerkung:  $Z_0 = 377\Omega$ . Das Fernfeld wird in der Literatur auch als *Fraunhofer*-Region bezeichnet. vgl. (5)

### 6.3.1 Feldwellenwiderstand

Der Fernfeldwellenwiderstand ist komplex und wird von Permeabilität, Permittivität, Leitfähigkeit und der Frequenz bestimmt. Man versteht darunter bei einer fortschreitenden Welle das Verhältnis der transversalen Feldkomponenten  $E$  und  $H$ .

Bei einem leitenden Medium mit realem  $\mu$  und  $\epsilon$  ist der Feldwellenwiderstand  $\underline{Z}$  komplex:

$$\underline{Z} / \Omega = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{K + j\omega\epsilon}}$$

$K$ ...Leitfähigkeit

## Verlustfreie Medien:

$$Z/\Omega = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0 * \mu_r}{\varepsilon_0 * \varepsilon_r}}$$

### Freier Raum ( $\mu_r = \varepsilon_r = 1$ )

$$Z_0/\Omega \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120 * \pi = 376.73 \approx 377$$

Der Wert des Wellenwiderstandes ist *ortsunabhängig* und ist bei hohen Frequenzen:

$$Z_W/\Omega \approx \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}$$

**In Leitungen** ist  $\mu_r=1$ , aber  $\varepsilon_r > 1$  und es ergibt sich:

$$Z_L = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} < 377 \Omega$$

Bei Leitungen bezeichnet man diesen als Leitungswellenwiderstand und wird wie folgt berechnet:

$$Z_L = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Bei **verlustfreien Leitungen** ( $R=0$  und  $G=0$ ):

$$Z'_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

$Z_W$  beim Nahfeld des elektrischen Dipols (elektrische Antenne):

$$Z_W = Z_0 * \frac{1}{2\pi} * \frac{\lambda}{r}$$

Der Feldwellenwiderstand im Nahfeld ist viel größer als der Wellenwiderstand des freien Raumes. Das elektrische Feld ist ein hochohmiges Feld.

$Z_W$  beim Nahfeld des magnetischen Dipols:

$$Z_W = Z_0 * 2\pi * \frac{r}{\lambda}$$

Der Feldwellenwiderstand im Nahfeld ist viel kleiner als der Wellenwiderstand des freien Raumes. Das magnetische Feld ist ein niederohmiges Feld. vgl. (5 S. 39).

## 6.4 Smith-Diagramm

„Das Smith-Diagramm ist nach P.H. Smith benannt. Dieses Diagramm, auch Kreisdiagramm zweiter Art genannt, ist die Abbildung der unendlichen rechten Hälfte der Widerstandsebene in den Einheitskreis der Reflexionsfaktorebene. Die mathematische Methode heißt konforme Abbildung.“(5 S. 774)

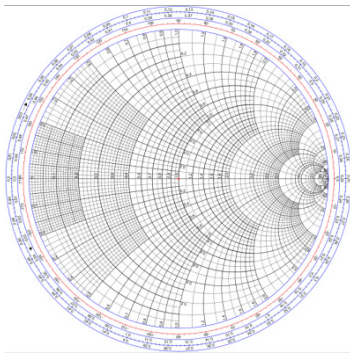


Abbildung 6-2: Smith-Diagramm [http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/7a/Smith\\_chart\\_gen.svg](http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/7a/Smith_chart_gen.svg) Zugriff: 14.6.2011

### 6.4.1 Umwandlung der $Z$ – Ebene in die $r$ -Ebene

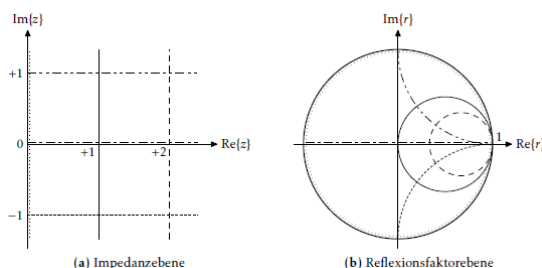


Abbildung 6-3: Quelle:(6) - Beispiele für die Umwandlung

### 6.4.2 Transformation durch verlustfreie Leitung

Eine verlustfreie Leitung transformiert den Reflexionsfaktor am Ende der Leitung  $r_2$  an ihren Abschlussklemmen durch eine Phasendrehung in den Reflexionsfaktor  $r_1$  an den Eingangsklemmen.

Im Smith-Diagramm erfolgt diese Transformation durch Drehung um den Ursprung. In folgender Abbildung ist dieser Transformationspfad zu erkennen:

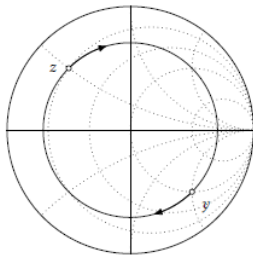


Abbildung 6-4: Transformationsweg einer verlustlosen Leitung Quelle: (6)

Der normierten Leitungslänge  $\ell/\lambda = 0,5$  entspricht einer Volldrehung im Smith-Diagramm.

Der Drehwinkel proportional zur normierten Leitungslänge  $\ell/\lambda$ . Am Rand des Smith-Diagramms ist daher eine weitere Skala für  $\ell/\lambda$  dargestellt. Damit kann man die Transformation durch eine Leitung eintragen oder die erforderliche Leitungslängen abzulesen. vgl. (6)

## 6.4.3 Beispiele von RLC im Smith-Diagramm

R	L	C
<p>Nur R:</p>	<p>Nur L:</p> <p>Rote Pfeilrichtung <math>\Rightarrow \omega L</math> steigt</p>	<p>Nur C:</p> <p>Rote Pfeilrichtung <math>\Rightarrow \omega C</math> steigt C im Smith-Impedanz-Diagramm: „untere Hälfte, im Uhrzeigersinn für steigendes <math>\omega C</math>“</p>
Serienschaltung L C	Serienschaltung R L	Serienschaltung RLC
<p><math>\omega = \sqrt{1/LC}</math> <math>\omega = \infty \text{ Hz}</math> <math>\omega = 0 \text{ Hz}</math> <math>\omega = 0</math></p>	<p>Serienschaltung R,L mit <math>R &lt; Z_0</math></p>	<p>Serienschaltung R,C,L mit <math>R &lt; Z_0</math></p>
Parallelschaltung C L	Parallelschaltung R L	Parallelschaltung RLC
<p>Parallelschaltung C,L</p> <p><math>\omega = 0 \text{ Hz}</math> <math>\omega = \infty \text{ Hz}</math> <math>\omega = \sqrt{1/LC}</math></p>	<p>Parallelschaltung R,L</p> <p><math>R &gt; Z_0</math>      <math>R &lt; Z_0</math></p>	<p>Parallelschaltung R,C,L</p> <p><math>R &gt; Z_0</math>      <math>R &lt; Z_0</math></p>

Abbildung 6-5: Beispiele Smith-Diagramm: Quelle: [https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d351232/smith1\\_new.pdf](https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d351232/smith1_new.pdf)  
Zugriff: 12.6.2011

## 6.5 Sonderfälle

### 6.5.1 Sonderfall $\lambda/4$ Leitung

Wird eine  $\lambda/4$  Leitung (Koax-, Symm. Leitung) am Ende kurzgeschlossen, so wirkt diese am Eingang wie ein Leerlauf. Haben wir am Ende einen Leerlauf (schwierig herzustellen), so wirkt diese am Eingang wie ein Kurzschluss.

### 6.5.2 Sonderfall $\lambda/2$ Leitung

Eine  $\lambda/2$  Leitung transformiert nicht, das bedeutet, der Kurzschluss am Ende wird auch am Eingang gesehen und auch der Leerlauf am Ende wird am Eingang als solcher gesehen.

### 6.5.3 Sonderfall Leerlauf

Für eine am Ende leerlaufende Leitung („offene Leitung  $Z_2 = 0$ “) können wir folgende vereinfachte Formel heranziehen:

$$Z_1 = Z_{\text{Leitung}} j \tan 2\pi \frac{L_{\text{Leitung}}}{\lambda}$$

wobei  $\frac{L_{\text{Leitung}}}{\lambda} = m$  ist. Dieses Verhältnis bestimmt, wie sich eine Leitung verhält

- für  $1/4 > m > 0$  wie eine Induktivität
- für  $1/4 = m$  wie ein Parallelschwingkreis
- für  $1/2 > m > 1/4$  wie eine Kapazität
- für  $1/2 = m$  wie ein Serienschwingkreis

vgl. [https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d351232/smith1\\_new.pdf](https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d351232/smith1_new.pdf) Zugriff: 12.6.2011

### 6.5.4 Smith-Diagramm in Widerstandsform (vereinfacht dargestellt)

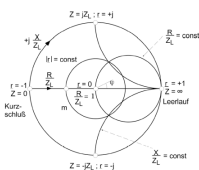


Abbildung 6-6: Smith - Diagramm in Widerstandsform Quelle: [www2.ihe.uni-karlsruhe.de/lehre/ghft/script/GHF\\_Kap\\_5.pdf](http://www2.ihe.uni-karlsruhe.de/lehre/ghft/script/GHF_Kap_5.pdf) Zugriff: 1.7.2011

Wichtige Punkte des Smith-Diagrammes:

$Z/Z_L = 0$	Kurzschluss	$r = -1$	$\varphi = \pi$	$l/\lambda = 0$
$Z/Z_L = \infty$	Leerlauf	$r = +1$	$\varphi = 0$	$l/\lambda = 0,25$
$Z/Z_L = 1$	Anpassung	$r = 0$	-	-
$Z/Z_L = j$	-	$r = j$	$\varphi = \pi/2$	$l/\lambda = 0,125$
$Z/Z_L = -j$	-	$r = -j$	$\varphi = 3\pi/2$	$l/\lambda = 0,375$
$Z/Z_L$ reell-	$-1 \leq r \leq 1$	$\varphi = 0, \pi$	$l/\lambda = 0,25$	

Abbildung 6-7: Smith - Diagramm in Widerstandsform Quelle: [www2.ihe.uni-karlsruhe.de/lehre/ghft/script/GHF\\_Kap\\_5.pdf](http://www2.ihe.uni-karlsruhe.de/lehre/ghft/script/GHF_Kap_5.pdf) Zugriff: 1.7.2011

Im Smith-Diagramm können Transformationen:

- Parallelschaltungen von Blindelementen
- Serienschaltungen von Blindelementen
- Parallelschaltungen von Wirkelementen

- Serienschaltungen von Wirkelementen

einfach ausgeführt werden.

## 6.6 Bauform

Die gebräuchlichste Bauform einer magnetischen Antenne ist der kreisförmige Ring, da er gegenüber anderen geometrischen Formen die größte Fläche bedeckt. Dieser Form kommt das Achteck sehr nahe, beim Quadrat oder Rhombus muss man mit einem verminderten Wirkungsgrad rechnen. vgl.(5 S. 334).

Im Projekt werden Antennen auf Basis von Micro-Strip-Patchantennen konzipiert.

## 6.7 Wodurch wird eine Antenne frequenzselektiv?

Durch das Verhältnis:

Wellenlänge : Länge

*Rumsey*: frequenzunabhängige Antennen dürfen keine charakteristische Länge haben. Er schlug vor, dass Breitantennen über Winkel und nicht durch Länge beschrieben werden sollten (Winkelprinzip) (5)

## 6.8 Quasioptische Ausbreitung

Es herrscht zwischen Sender und Empfänger Sichtverbindung oder der Empfänger befindet sich etwas hinter dem Horizont. Die Frequenzen eignen sich zur sicheren Überbrückung von der optischen Sichtweite.

Bei optischer Sicht spricht man von Freiraumwellen. Der Übertragungsverlust zwischen Sende- und Empfangsantenne berechnet sich wie folgt:

$$\frac{P_S}{P_E} = \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 * G_S * G_E$$

$P_S$	Sendeleistung
$P_E$	Empfangsleistung
$G_S$	Gewinn Sendeantenne
$G_E$	Gewinn Empfangsantenne
$R$	Entfernung



$\lambda$  Wellenlänge

vgl. (5)

## 6.9 Sichthorizont

Die gedachte Linie an der Himmel und Erde sich kreuzen, ist die Grenze für die Übertragung mit optischer Sicht.

Dieser Horizont wird als Sichthorizont oder geometrischer Horizont bezeichnet und kann nur mit technischen Maßnahmen (Erhöhungen der Sende- und/oder der Empfangsantenne) erweitert werden.

$$\frac{R_G}{km} = 3,57 * \left( \sqrt{\frac{H_S}{m}} + \sqrt{\frac{H_E}{m}} \right)$$

$R_G$      geometrischer Horizont  
 $H_S$      Senderhöhe  
 $H_E$      Empfängerhöhe

vgl. (5)

## 6.10 Beugung (Diffraction)

Die Beugung elektromagnetischer Wellen tritt an Kanten auf, die im Ausbreitungsweg liegen. Sie bewirkt, dass auch teilweise im Wellenschatten, etwa hinter Bergen oder Gebäuden, oftmals noch ein Empfang von Hochfrequenzen möglich wird. In welchem Ausmaß das Feld in den abgeschatteten Raum eindringt ist abhängig von der Wellenlänge und des Hindernisses. Kanten (Berge, Dächer) bewirken mehr oder weniger ausgeprägte Richtungsänderungen. Diese Beugung führt zu einer Reichweitenerhöhung. Die Diffraction ist frequenzabhängig, sie nimmt mit steigender Frequenz ab. vgl. (5 S. 62)

Im 2,4 GHz Bereich spielt die Beugung eine untergeordnete Rolle.

## 6.11 Elementare Antennen

Zu den elementaren Antennen zählen: Kugelstrahler (Isotropstrahler), Hertzscher Dipol, Fritzgeraldscher Dipol (kleine Stromschleife gegen über der Wellenlänge), Halbkugelstrahler. Man muss zwischen kleinen ( $U = \frac{1}{10} \lambda$ ) und großen Schleifen ( $U \approx \lambda$ ) unterscheiden. Unter die Antennen mit großen Schleifen fallen u. a. auch Faltdipole, Quadantennen....

vgl.(5)

## 6.12 Kenngrößen

### 6.12.1 Eigenimpedanz:

Ist der auf eine bestimmte Stelle der Antennen bezogene komplexe Widerstand:

$$Z = R_E + jX_E$$

Index E ... Antenneneingang

Üblicherweise wird die Antennenimpedanz am Speisepunkt der Antenne (bei Vertikalantenne am Fußpunkt), also am Eingang der Antenne definiert, deshalb der Index E.

Der Schleifendurchmesser hängt von der „Dicke“ der Antenne ab. Bei dünnen Antennen ist der Durchmesser groß und bei dicken Antennen klein.

Die Größe des Eingangswiderstandes ist kein Qualitätskriterium, jedoch sollte der Imaginäranteil 0 sein (Resonanz). Wenn man den Speisepunkt eines Dipols aus der Dipolmitte verschiebt, dann erhöht sich die Eigenimpedanz.

Eingangsimpedanz eines idealen  $\lambda/2$  Dipols (unendlich dünn, im freien Raum, verlustlos):

$$Z = R_E + jX_E = 73 + j 42,5\Omega$$

Daraus erkennt man, dass dieser Dipol noch Blindanteile besitzt und daher nicht in Resonanz ist. Damit man Resonanz erhält muss der Dipol verkürzt werden  $R_E$  wird kleiner.

Ein realer  $\lambda/2$  Dipol (Schlankheitsgrad, Erdabstand und Umgebung berücksichtigt) der sich in Resonanz befindet und einen Durchmesser von  $0,005\lambda$  besitzt hat nach *Kraus*:

$$Z = R_E + jX_E = 67 + j 0\Omega$$

vgl. (5)

### 6.12.2 Strahlungswiderstand

Wird auf den Bezugspunkt (bestimmte Stelle der Antenne - ortsabhängig) definiert und ist wie folgt zu berechnen:

$$R_S = \frac{P_S}{I^2}$$

$R_S$  Strahlungswiderstand

$P_S$  Strahlungsleistung

$I$  Antennenstrom

vgl. (5)

### 6.12.3 Schlankheitsgrad S

Dabei versteht man das Verhältnis von Antennenlänge  $l$  zum Antennendurchmesser  $d$ .

$$S = \frac{l}{d}$$

Schlanke Antennen:  $S > 1000$

Mittlere Antennen:  $S = 100 - 1000$

Dicke Antennen:  $S < 100$

Aus diesem Verhältnis kann der Verkürzungsfaktor  $V$ , in der Praxis meist aus Tabellen abgeleitet werden. Je größer das Verhältnis  $\frac{l}{d}$  oder  $\frac{\lambda}{d}$  desto kleiner der Verkürzungsfaktor.  
vgl. (5)

## 6.13 Verkürzungsfaktor einer Antenne

Bei den Betrachtungen wurde nicht zwischen elektrischer und mechanischer Länge des Dipols unterschieden. Die elektrische und mechanische Länge sind nur dann gleich, wenn der Antennenleiter unendlich dünn ist und die Antenne sich im freien Raum befindet. vgl.(7)

Das Verhältnis  $V_l$  gibt an, auf welchen Anteil sich die Leitungswellenlänge  $\lambda_L$  gegenüber der Freiraumwellenlänge  $\lambda_0$  verkürzt hat. Es hat somit den Anschein, als müsse die mechanische Resonanzlänge  $l_m = n \lambda_L / 2$  eines Dipols gegenüber der Freiraumresonanzlänge  $l = n \lambda_0 / 2$  verkürzt werden.

Mit

$$0 < V_1 = \frac{l_m}{l} < 1$$

führt man den so genannten **Verkürzungsfaktor** ein, der angibt auf wie viel man die für Resonanz erforderliche mechanische Länge  $l_m$  gegenüber der gewünschten elektrischen Länge  $l$  verkürzen muss. Der Verkürzungsfaktor  $V_1$  wird vom Verhältnis der Freiraumwellenlänge zum Durchmesser  $\lambda_0 / d$  bestimmt. Die Tatsache, dass ein Dipol die Baulänge  $l_m$  für seine Strahlungsleistung scheinbar länger ist, hat neben dem **Dickeneffekt** noch eine andere physikalische Ursache.

Die Enden eines Dipolstrahlers werden durch elektrische Feldlinien verbunden. Als Folge des nicht vernachlässigbaren Leitungsdurchmessers stellen die Stirnfläche der Dipolenden End- oder Dachkapazitäten dar. Dadurch entsteht eine kapazitive Endbelastung des Dipols. vgl. (7 S. 254)

- Wir sprechen von einem Halbwellendipol, wenn die mechanische Baulänge  $l_m = 2 h_m = V_1 V_2 \lambda_0 / 2 = V \lambda_0 / 2$  zusammen mit dem Effekt der Streukapazität  $C$  so bemessen wird, dass die elektrische Länge  $l = 2 h = 2(h_m + \Delta h) = \lambda_L / 2$  beträgt.
- Die für die Resonanz erforderliche mechanische Länge muss gegenüber der gewünschten elektrischen Länge verkürzt werden.
- Die Verkürzung wird umso größer je kleiner der Schlankheitsgrad  $s = l / d$  des Antennenleiters ist.

Ein dicker Strahler muss demnach bei gleicher Resonanzfrequenz kürzer sein als ein schlanker Strahler. vgl.(7 S. 254)

## 6.14 Streuparameter

Bei hohen Frequenzen ist es nicht mehr möglich Ströme und Spannungen zu messen. Die Messungen von  $y$ -,  $z$ - und  $h$ -Parametern sind nur für Frequenzen bis ca. 50MHz verhältnismäßig sinnvoll. Am Aus- und Eingang sind die Messbedingungen (Widerstand) „Unendlich“ und „Null“ am Ein- und Ausgang notwendig, dies ist bei hohen Frequenzen nicht realisierbar. Eine Messwertverfälschung durch Oszillation oder durch ungewollte Abschlusstransformation kann durch Abschluss mit der charakteristischen Impedanz des

Messobjektes (zBsp. Leitungswellenwiderstand einer TEM – Leitung) vermieden werden. Die daraus gewonnen Streuparameter sind bei hohen Frequenzen (50MHz – 100GHz) eindeutig bestimmbar. vgl.(8)

Die Streuparameter sind dimensionslose komplexe Größen von der Art eines Reflexions- oder Übertragungsfaktor. (8 S. 53).

## 7 Streifenleitungsantennen

### 7.1 Aufbau von Microstrip-Patch-Antennen



Abbildung 7-1: Microstrip Patch Antennen Quelle: Hala Elsadek Electronics Research Intitute, Microstrip Department Cairo Egypt

In den Abbildungen ist zu erkennen, dass es unterschiedliche Möglichkeiten gibt, Antennen anzuspiesen und auch die Formen der Antennen variieren können. In folgenden Simulationen und Berechnungen wurde die Anspeisung mit Koaxialleitung, wie im Bild in der Mitte, angewandt.

### 7.2 Schematischer Aufbau

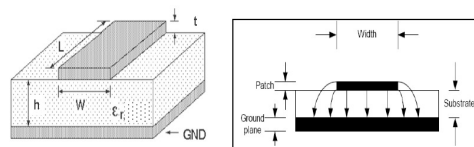


Abbildung 7-2: Microstrip Patch Antennen Quelle: Hala Elsadek Electronics Research Intitute, Microstrip Department Cairo Egypt

Werden im Bereich von 100 MHz und 100GHz eingesetzt und haben eine geringe Bauhöhe. Sie bestehen aus einem Trägermaterial und Leiterbahnen (Patch).

Im Folgenden wird die Fachliteratur zitiert, insbesondere kann zur Vertiefung [(9) (10)(11)(12)(13)] empfohlen werden. Ein rechteckiges Patch-Element kann als, an allen vier Seiten offene Streifenleitung der Länge  $L$  und der Breite  $W$  betrachtet werden. Die Streufelder, die bei  $y = 0, W$  entstehen, berücksichtigen wir mit  $u = W/h$  näherungsweise

durch eine effektive relative Permittivität, die stets kleiner als  $\epsilon_r$  ist, da die Feldlinien sowohl im Substrat als auch im Außenraum verlaufen:

$$\epsilon_{r,eff}^{(0)} \cong \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10}{u} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Formel 7-1: Relatives  $\epsilon_r$

vgl. (7 S. 366)

Effektive Permittivität für ein Patch mit der Breite W und der Substrathöhe h:

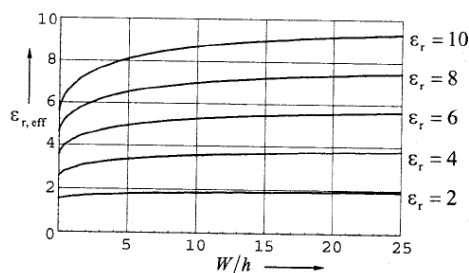


Abbildung 7-3: Effektive Permittivität Quelle: (Kark,2004, S366)

Bei Erhöhung der Frequenz konzentrieren sich die Felder stärker im Substrat, was zu einem Anstieg der effektiven relativen Permittivität führt (14):

$$\epsilon_{r,eff} \cong \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{r,eff}^{(0)}}{1 + G (f/f_p)^2} \Rightarrow \lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}$$

Formel 7-2: effektive relative Permittivität

mit den Hilfsgrößen

$$G = 0,6 + 0,009 \frac{Z_L^{(0)}}{\Omega} \text{ sowie } f_p = \frac{Z_L^{(0)}}{2\mu_0 h}$$

Formel 7-3: Physikalische Resonanzfrequenz  $f_p$ , Hilfsgröße G

Die Streufelder bei  $x = 0, L$  lassen die Leitung jeweils um  $\Delta L$  elektrisch länger erscheinen:

$$\Delta L \cong 0,412h \frac{\epsilon_{r,eff} + 0,300}{\epsilon_{r,eff} - 0,258} \frac{u + 0,262}{u + 0,813}$$

Formel 7-4:  $\Delta$  Längenberechnung

Mit Formel 7-2 Formel 7-4 und

$$L_{eff} = L + 2\Delta L = \lambda_{eff}/2$$

Formel 7-5: eff. Längenberechnung

findet man die geometrische Patchlänge L:

$$L = \frac{\lambda_{eff}}{2} - 2\Delta L$$

Formel 7-6: geometrische Patchlänge

Man strebt also einen Betrieb in der Halbwellenresonanz an, bei dem, wie auch bei der Linearantenne, eine Verkürzung durch kapazitive Entlastung wirksam wird. Einen Eingangswiderstand von etwa  $R_E = 50\Omega$  hat die Streifenleitungsantenne dann, wenn ihre Breite  $W$  wie in Formel 7-7 und der Einspeisepunkt  $(x_s, y_s)$  wie in Formel 7-8 und Formel 7-9 gewählt werden. vgl. (9). Vgl. (7 S. 366,367)

$$W \cong \sqrt{\frac{h \lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}} \left[ \ln \left( \frac{\lambda_0}{h \sqrt{\epsilon_r}} \right) - 1 \right]$$

Formel 7-7: Breite  $W$

$$x_s \cong \frac{\lambda_{eff}}{2\pi} \arccos \sqrt{\frac{R_E}{R_S}}$$

Formel 7-8: Einspeisepunkt in X-Richtung

$$y_s = \frac{W}{2}$$

Formel 7-9: Einspeisepunkt in Y-Richtung

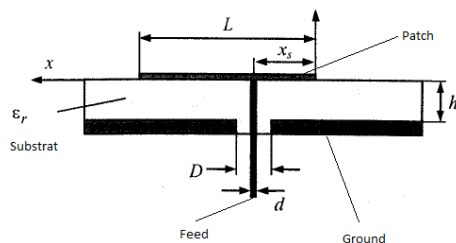


Abbildung 7-4: Koaxiale Einspeisung durch Grundplatte hindurch mit Speisepunkt bei  $x_s$  nach (15)

vgl. (7 S. 367)

### 7.3 Bandbreitendefinition

In der Literatur wird die Bandbreite von Microstrip-Patch-Antennen meist bei  $S_{11}$  von -10dB deklariert. Die -10dB sind ein guter Ansatz, da nur noch 1/10 der Leistung reflektiert wird und man kann davon ausgehen, dass es sich um eine Antenne handelt.

Damit die Antennen im gesamten 2.4GHz WLAN – Spektrum funktioniert, muss die Bandbreite  $b$  von 2,4GHz bis 2,4835 GHz sichergestellt sein, also sollte die Resonanzfrequenz bei  $f_0 = \frac{f_{go} + f_{gu}}{2} = 2,442$  GHz liegen.



## 7.4 Wellen in Microstrip-Patch-Antennen

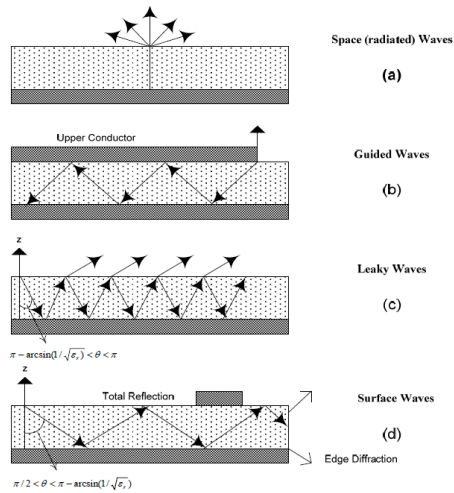


Abbildung 7-5: Microstrip Patch Antennen Quelle: Hala Elsadek Electronics Research Intitute, Microstrip Department Cairo Egypt

### a) Space (radiated) Waves

Wellen werden nach oben abgestrahlt, der Elevationswinkel beträgt zwischen 0 und  $\frac{\pi}{2}$ . Die

Feldamplitude nimmt mit Abstand von der Antenne potentiell ab. In Leitungen und Schaltungen sind sie unerwünscht, aber bei Antennen sind sie notwendig, da sie zur Abstrahlung beitragen.

### b) Guided waves:

Diese Wellen sind zwischen den beiden Patches eingeschlossen. Für Microstrip-Patch-Antennen sind diese Wellen nicht geeignet.

### c) Leaky waves:

Diese Wellen sind nach unten gerichtet:

$$\pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) < \theta < \pi$$

Sie tragen zur Strahlung bei und sind für Microstrip-Patch-Antennen geeignet.

### d) Surface Waves

Diese Wellen erfahren eine Totalreflexion zwischen den beiden Platten und entziehen dem Signal Energie und reduzieren daher die Effizienz der Antenne. (vgl. Microstrip Patch Antennen Quelle: Hala Elsadek Electronics Research Intitute, Microstrip Department Cairo Egypt)

## 8 Rechteckige Microstrip-Patch-Antennen

### 8.1 Rechteckige Microstrip-Patch-Antennen $L = \lambda_{\text{Bandmitte}}$ , $W=16\text{mm}$

Patch eckig:

$$L = \lambda_{\text{Bandmitte}} = 122,77\text{mm}$$

$$W = 16\text{ mm (angenommen)}$$

$$\text{Leiterbahndicke } D = 0,035\text{ mm}$$

Feed:

Abstand A variabel von der Mitte in Richtung y-Achse in mm

Substrat:

$$\text{Kantenlänge} = 150\text{mm} \times 60\text{mm}$$

$$h = 1,8\text{mm}$$

$$\text{Epsilon} = 2.2 \text{ (RT/Duroid 5880) (7 S. 368)}$$

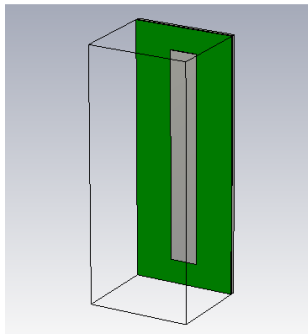


Abbildung 8-1: Rechteckige Microstrip-Patch-Antenne dargestellt CST Studio Suite™ 2011

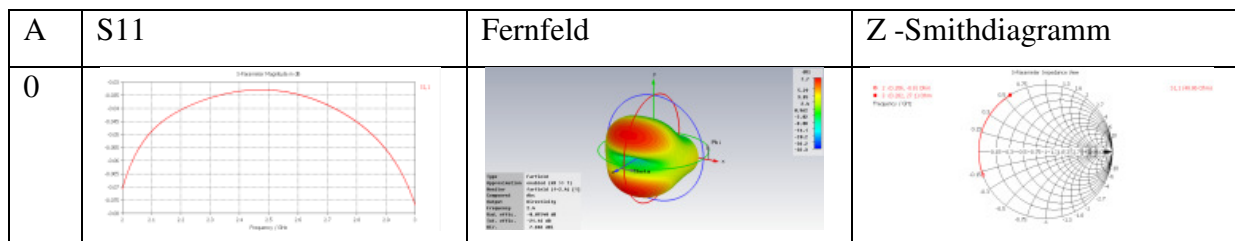


Abbildung 8-2:: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 8.1)

Es ist eine Verkürzung notwendig und eine Verschiebung der Anspeisung (am Fernfeld erkennt man das Manko der zentralen Anspeisung)

$A=0$ : Die Anspeisung ist genau in der Mitte der Microstrip-Patch-Antenne

## 8.2 Rechteckige Microstrip-Patch-Antennen $L = \lambda_{\text{Bandmitte}} - \text{Verkürzung}$ , $W=16\text{mm}$

Verkürzung um  $\approx \sqrt{\epsilon_r}$

$$L = 82,77$$

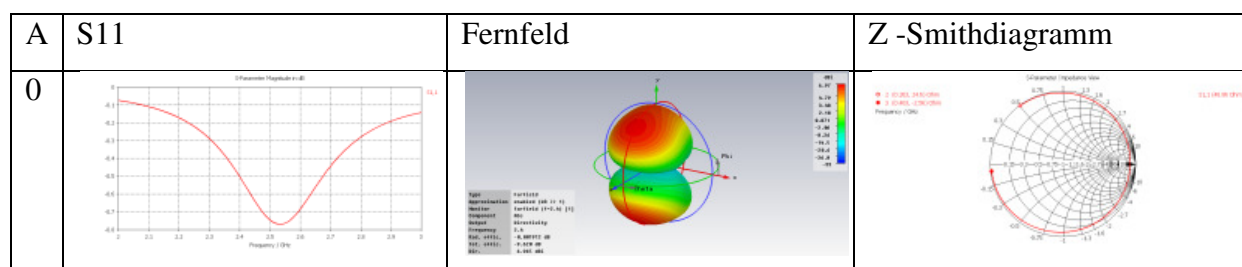


Abbildung 8-3: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0)

Durch die Verkürzung haben wir erreicht, dass sich die Resonanzfrequenz in Richtung der gewünschten  $f_0$  verschiebt, jedoch der Parameter S11 ist ungenügend.

A=0: Die Anspeisung ist genau in der Mitte der Microstrip-Patch-Antenne

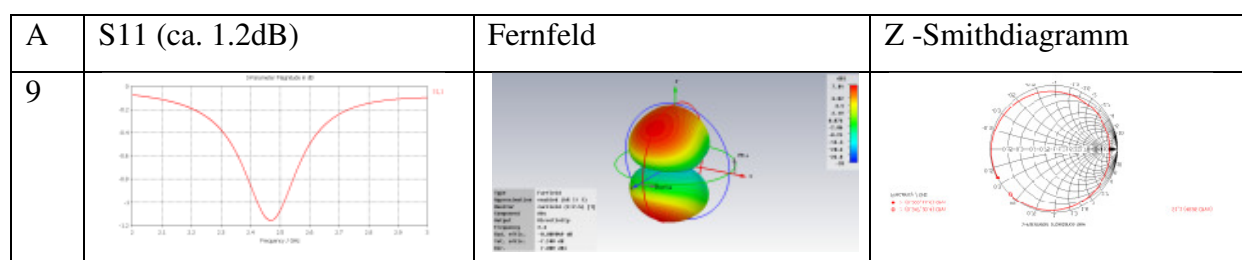


Abbildung 8-4: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0)

A=9: Die Anspeisung ist 9mm ausserhalb der Mitte in Richtung oberer Rand der Microstrip-Patch-Antenne.

Durch Verschiebung der Anspeisung wurde der Parameter S11 etwas verbessert, jedoch ist dieser noch ungenügend für eine Antenne. Zu bemerken ist auch, dass sich die  $f_0$  ebenfalls etwas verschoben hat.

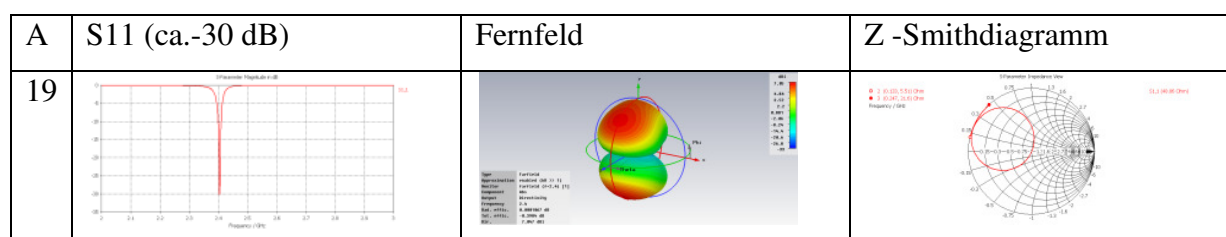


Abbildung 8-5: Abbildung 7 3: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0)

A=19: Die Anspeisung ist 19mm ausserhalb der Mitte in Richtung oberer Rand der Microstrip-Patch-Antenne.

Durch iterative Änderung der Anspeisung konnte der Parameter S11 wesentlich erhöht werden. Die  $f_0$  hat sich verändert und es muss die Patchlänge verändert werden, damit die gewünschte Resonanzfrequenz erreicht wird. Die Bandbreite ist jedoch zu gering. Diese kann durch Erhöhung der Substratdicke verbessert werden. Da die Printplatte vorgegeben ist, kann man nur durch eine Mehrfachplatine (mehrere Platinen aufeinander) die Substrathöhe erweitert werden.

## 8.3 Komplexere Annahmen und Berechnung

### 8.3.1 Berechnung einer rechteckigen Microstrip-Patch-Antenne

$$f_0 = 2,4 \text{ GHz}$$

$$\text{Substrat } \varepsilon = 2,2$$

$$\text{Substrathöhe: } h = 1,8 \text{ mm}$$

Anspeisung: Koaxialleitung mit einem Leitungswellenwiderstand von  $R_E = 50 \Omega$ .

---

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{2.400.000.000 \text{ Hz}} = 124,9 \text{ mm}$$

$$W \cong \sqrt{\frac{h \lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}} \left[ \ln \left( \frac{\lambda_0}{h \sqrt{\varepsilon_r}} \right) - 1 \right]$$

$$\cong \sqrt{\frac{1,8 \text{ mm} * 124,9 \text{ mm}}{\sqrt{2,2}}} \left[ \ln \left( \frac{124,9 \text{ mm}}{1,8 \text{ mm} \sqrt{2,2}} \right) - 1 \right] \cong 34,47 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_{r,eff}^{(0)} \cong \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10}{u} \right)^{-\frac{1}{2}} = 2,086$$

$$u = \frac{W}{h} = 19,15$$

$$\Delta L \cong 0,412h \frac{\varepsilon_{r,eff} + 0,300}{\varepsilon_{r,eff} - 0,258} \frac{u + 0,262}{u + 0,813} = 0,94mm$$

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} = 86,47$$

$$L = \frac{\lambda_{eff}}{2} - 2\Delta L = 41,36mm$$

Es kommt nahezu eine quadratische Form heraus:

$$34,47 \times 41,36$$

Näherung für die Ermittlung des Einspeispunktes:

$G_s$  .... Strahlungsleitwert A/V

Es gilt für  $h/\lambda_0 \leq 0,02$  folgende Näherung: (9):

$$G_s = \frac{1}{R_s} \cong \begin{cases} W^2/(45\lambda_0^2) & \text{für } W < 0,35 \lambda_0 \\ W/(60 \lambda_0) - 1/(30 \pi^2) & \text{für } 0,35 \lambda_0 > W > 2 \lambda_0 \\ W/(60 \lambda_0) & \text{für } 2 \lambda_0 < W \end{cases}$$

$$\frac{h}{\lambda_0} = \frac{1,8mm}{124,9mm} = 0,014 \text{ (Bedingung erfüllt)}$$

$$\frac{W}{\lambda_0} = \frac{34,47}{124,9mm} = 0,276 \text{ daher}$$

$$G_s = \frac{1}{R_s} \cong W^2/(45\lambda_0^2) = 0,001693$$

$$R_s = 590,67 \, \Omega$$

Koaxiale Einspeisung durch das Substrat mit dem Speisepunkt bei  $x_s$  nach (15)

$$x_s \cong \frac{\lambda_{eff}}{2\pi} \arccos \sqrt{\frac{R_E}{R_S}} \cong \frac{86,47}{2\pi} \arccos \sqrt{\frac{50}{590,67}} \cong 13,18 \text{ mm}$$

### 8.3.2 Simulation der Antenne unter Pkt.:8.3.1( $\epsilon=2,2$ )

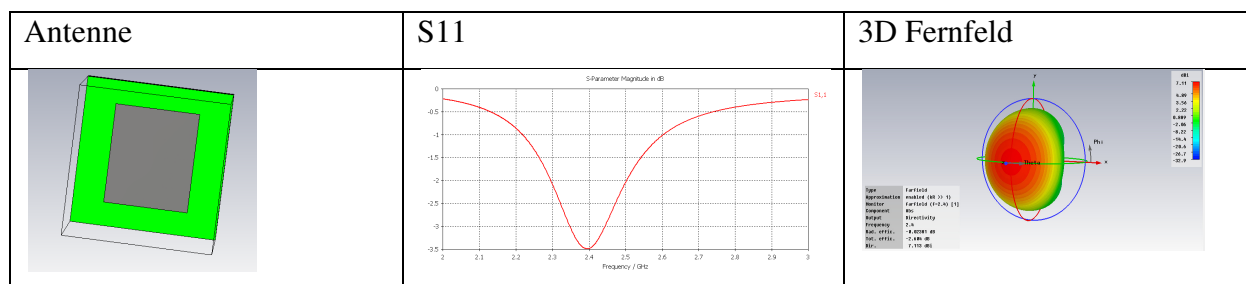


Abbildung 8-6: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 8.3.1)

Durch die Simulation kann nachgewiesen werden, dass die Annahmen und Näherungsformeln relativ genau stimmen.

Die Hauptstrahlungsrichtung liegt bei  $\varphi = 0$ , das entspricht der senkrechten Ebene zur Patchoberfläche. Der Parameter S11 ist Qualitativ bei -3,5dB, daher zu gering für eine Antenne, die Literatur geht von einer Antennenrückwirkung von über -10dB aus. Dieser Parameter kann durch Veränderung des Einspeisepunktes, der Substrathöhe  $h$  und dem Substratmaterial  $\epsilon$  verändert werden. Das Strahlungsfeld ist zu  $h$  proportional und es kann durch Erhöhung der Substrathöhe  $h$  vergrößert werden. Es muss allerdings die Nebenbedingung

$$h \leq \frac{0,3 \lambda_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}}$$

beachtet werden. vgl. (9)

Bei größeren Dicken steigt der Energieverlust durch Oberflächenwellen spürbar an. Vgl. (7)

### 8.3.3 Simulation der Antenne unter Pkt.:8.3.1( $\epsilon=1,0$ )

Patchantenne eckig ( $\epsilon=1$ ):

$$f_0 = 2,4 \text{ GHz}$$

$$\text{Substrat } \epsilon = 1,0$$

$$\text{Substrathöhe: } h = 1,8 \text{ mm}$$

Anspeisung: Koaxialleitung mit einem Leitungswellenwiderstand  $R_E = 50 \Omega$ .

---

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{2.400.000.000 \text{ Hz}} = 124,9 \text{ mm}$$

$$W \cong \sqrt{\frac{h \lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}} \left[ \ln \left( \frac{\lambda_0}{h \sqrt{\epsilon_r}} \right) - 1 \right]$$

$$\cong \sqrt{\frac{1,8 \text{ mm} \cdot 124,9 \text{ mm}}{\sqrt{1,0}}} \left[ \ln \left( \frac{124,9 \text{ mm}}{1,8 \text{ mm} \sqrt{1,0}} \right) - 1 \right] \cong 48,56 \text{ mm}$$

$$\epsilon_{r,eff}^{(0)} \cong \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10}{u} \right)^{-\frac{1}{2}} = 1$$

$$u = \frac{W}{h} = 26,98$$

$$\Delta L \cong 0,412h \frac{\epsilon_{r,eff} + 0,300}{\epsilon_{r,eff} - 0,258} \frac{u + 0,262}{u + 0,813} = 1,27 \text{ mm}$$

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = 124,9 \text{ mm}$$

$$L = \frac{\lambda_{eff}}{2} - 2\Delta L = 59,91 \text{ mm}$$

Es kommt nahezu eine quadratische Form heraus:

$$48,56 \times 59,91$$

Näherung für die Ermittlung des Einspeispunktes:

$G_s$  .... Strahlungsleitwert A/V

Es gilt für  $h/\lambda_0 \leq 0,02$  folgende Näherung: (9):

$$G_s = \frac{1}{R_s} \cong \begin{cases} W^2/(45\lambda_0^2) & \text{für } W < 0,35 \lambda_0 \\ W/(60 \lambda_0) - 1/(30 \pi^2) & \text{für } 0,35 \lambda_0 > W > 2 \lambda_0 \\ W/(60 \lambda_0) & \text{für } 2 \lambda_0 < W \end{cases}$$

$$\frac{h}{\lambda_0} = \frac{1,8\text{mm}}{124,9\text{mm}} = 0,014 \text{ (Bedingung erfüllt)}$$

$$\frac{W}{\lambda_0} = \frac{48,56\text{mm}}{124,9\text{mm}} = 0,388 \text{ daher}$$

$$G_s = \frac{1}{R_s} \cong W/(60 \lambda_0) - 1/(30 \pi^2) = 0,003102$$

$$R_s = 322,32 \Omega$$



Koaxiale Einspeisung durch das Substrat mit dem Speisepunkt bei  $x_s$  nach (15)

$$x_s \cong \frac{\lambda_{eff}}{2\pi} \arccos \sqrt{\frac{R_E}{R_S}} \cong \frac{124,9}{2\pi} \arccos \sqrt{\frac{50}{322,32}} \cong 18,35 \text{ mm}$$

### 8.3.4 Simulation der Antenne unter Punkt 8.3.3

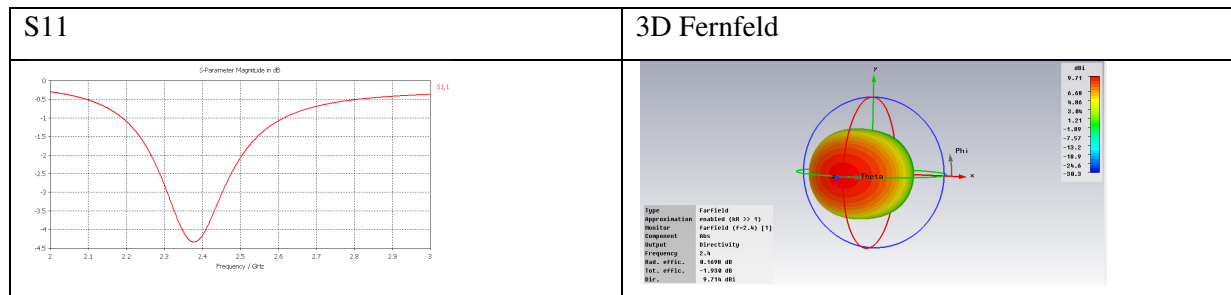


Abbildung 8-7: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0)

Annahmen und Näherungsformeln stimmen relativ genau. Die Hauptstrahlungsrichtung liegt bei  $\varphi = 0$ , das entspricht der senkrechten Ebene zur Patchoberfläche.

Der Parameter S11 ist Qualitativ bei -4,5dB, das ist zu gering für eine Antenne, die Literatur geht von einer Antennenrückwirkung von über -10dB aus. Es ist zwar schon eine Verbesserung gegenüber der Simulation 8.3.2 ( $\epsilon=2,2$ ) zu sehen, jedoch ist der Parameter für eine Antenne zu gering. Da  $\epsilon = 1,0$  als Substrat dem Material Vakuum entspricht, kann die Substrathöhe einfach erhöht werden.

Der unter dem Patch-Element befindliche Hohlraum (Substrat  $\epsilon = 1,0$ ) strahlt seitlich aus den vier flachen Schlitten mit der Höhe  $h$  aus. Durch die geringe Substrathöhe  $h \ll \lambda_0$  kann man annehmen, dass diese Bereiche vernachlässigbar sind und dies zeigen auch die Simulationen.

vgl. (7)

## 9 Runde Microstrip-Patch-Antennen

Runde Microstrip-Patch-Antennen sind einfach zu produzieren und deshalb wird diese Form auch behandelt. Bei den rechteckigen Microstrip-Patch-Antennen wurde der Weg über die Formeln gewählt. Die kreisförmige Microstrip-Patch-Antenne wird über Näherung (iterativ) und Simulation mit der Software CST Studio Suite™ 2011 konzipiert. Der Radius ist maßgeblich für die Mittenfrequenz verantwortlich. Wie bereits erwähnt, und im Kapitel 8 behandelt hängt die Resonanzfrequenz auch von der Positionierung der Ableitung ab. Mit dem Softwareprodukt CST Studio Suite™ 2011 und den bereits gewonnenen Erfahrungswerten, wird die runde Microstrip-Patch-Antenne über das iterative Verfahren ermittelt.

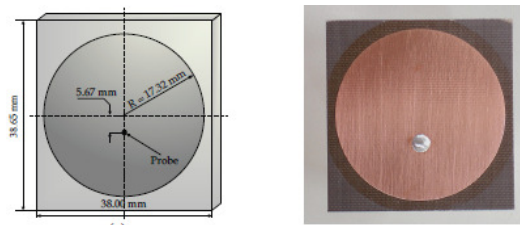


Abbildung 9-1: Symbolbild Microstrip-Patch-Antenne rund (16)

### 9.1 Iteratives Verfahren: Rundes Patchelement

$$f_0 = 2,4\text{GHz}$$

$$\text{Substrat } \epsilon = 2,2$$

$$\text{Substrathöhe: } h = 1,8 \text{ mm}$$

$$r > \lambda/2 \text{ (65mm)}$$

$$\text{Feed: } \lambda/2 \text{ von der Mitte entfernt}$$

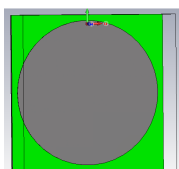


Abbildung 9-2: Microstrip-Patch-Antenne mit CST SUITE™ 2011 dargestellt

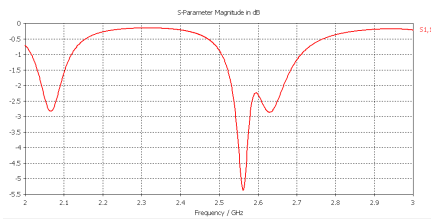


Abbildung 9-3: S11 simuliert mit CST SUITE™ 2011

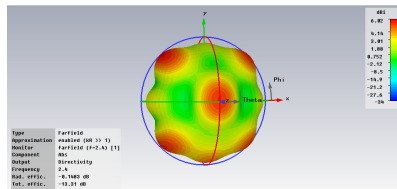


Abbildung 9-4: Fernfeld 3D dargestellt mit CST SUITE™ 2011

Die Grundannahme hat kein befriedigendes Ergebnis gebracht.

Auch bei diesem Verfahren werden die selben Annahmen (Material. Grundfrequenz...), wie bei den eckigen Microstrip-Patch-Antennen beibehalten:

$$f_0 = 2,4\text{GHz}$$

$$\text{Substrat } \varepsilon = 2,2$$

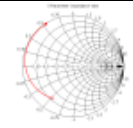
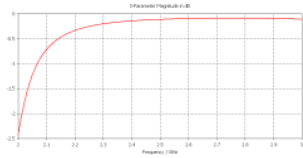
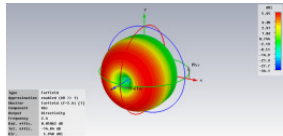
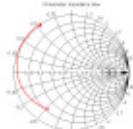
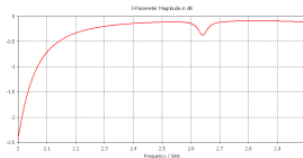
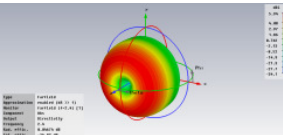
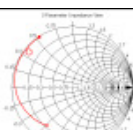
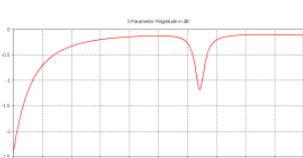
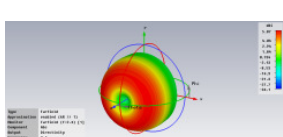
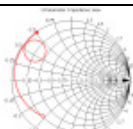
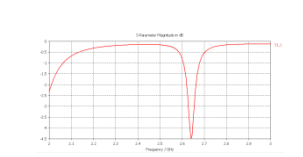
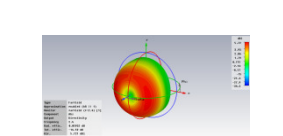
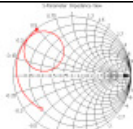
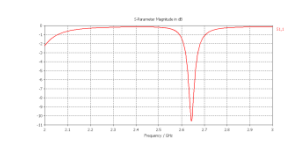
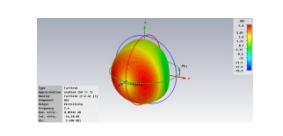
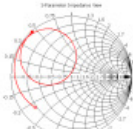
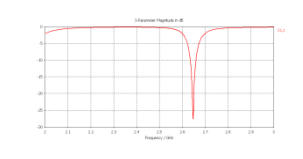
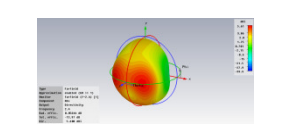
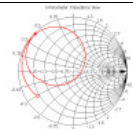
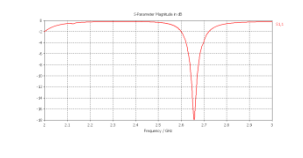
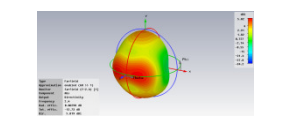
$$\text{Substrathöhe: } h = 1,8 \text{ mm}$$

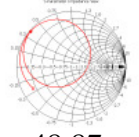
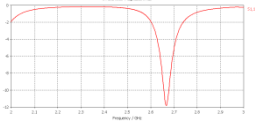
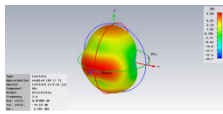
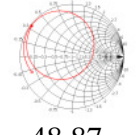
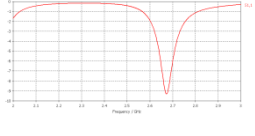
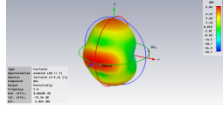
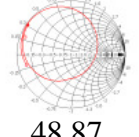
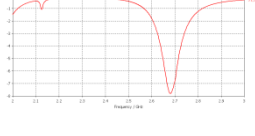
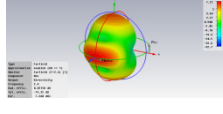
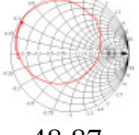
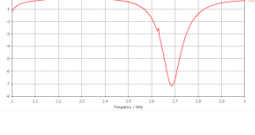
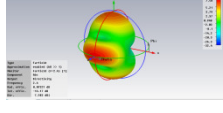
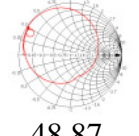
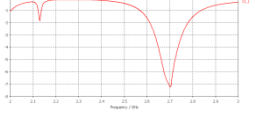
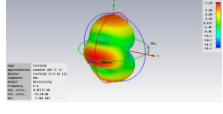
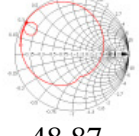
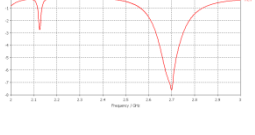
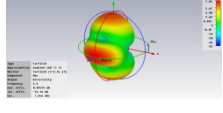
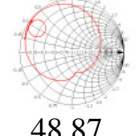
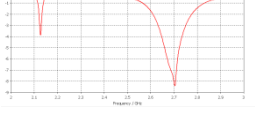
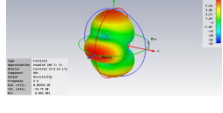
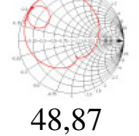
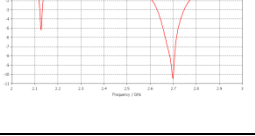
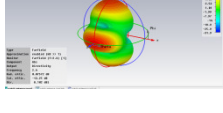
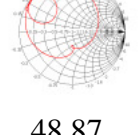
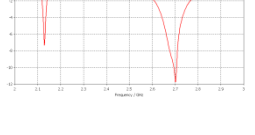
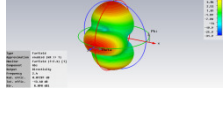
$$\text{Patchdicke: } d = 0,035\text{mm}$$

$$\text{Patchdurchmesser: } D = \lambda$$

$$\text{Feedabstand: variiert von } 0 - \lambda/2 \text{ (0 = Kreismittelpunkt)}$$

## 9.1.1 Simulationsergebnisse

Feed Entfernung von der Mitte in y Richtung (mm)	Impedanz	S11	Abstrahl-charakteristik
0	 48,87		
1	 48,87		
2	 48,87		
4	 48,87		
6	 48,87		
8	 48,87		
10	 48,87		

12	 <p>48,87</p>		
14	 <p>48,87</p>		
16	 <p>48,87</p>		
18	 <p>48,87</p>		
20	 <p>48,87</p>		
22	 <p>48,87</p>		
24	 <p>48,87</p>		
26	 <p>48,87</p>		
28	 <p>48,87</p>		

30	 48,87		
32	 48,87		
34	 48,87		
36	 48,87		
38	 48,87		
40	 48,87		
42	 48,87		
44	 48,87		
46	 48,87		

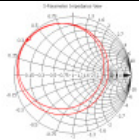
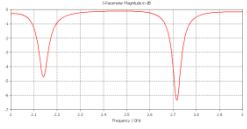
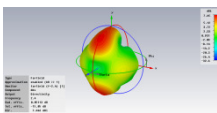
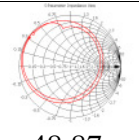
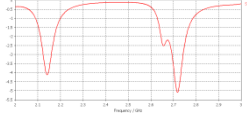
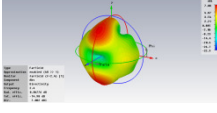
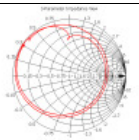
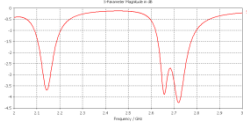
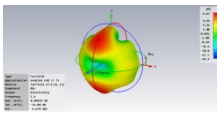
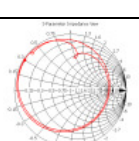
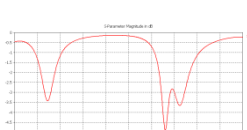
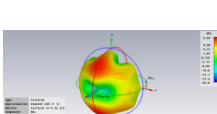
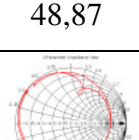
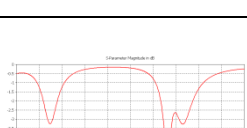
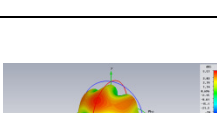
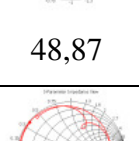


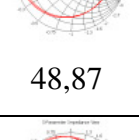
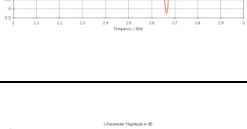

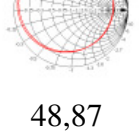
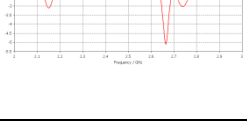
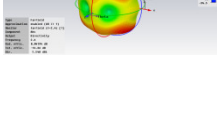
48	 <p>48,87</p>		
50	 <p>48,87</p>		
52	 <p>48,87</p>		
54	 <p>48,87</p>		
56	 <p>48,87</p>		
58	 <p>48,87</p>		
60	 <p>48,87</p>		
62	 <p>48,87</p>		

Tabelle 9-1: Runde Patch-Antenne ( $\lambda$ ) – Feed wird von  $0 - \lambda/2$  verschoben

Beim Feedabstand von 34mm vom Mittelpunkt, ist der Parameter  $S_{11} > 30\text{dB}$ . Die Resonanzfrequenz ist jedoch über der gewünschten Resonanzfrequenz. Eigentlich müsste der Durchmesser vergrößert werden, damit die Frequenz nach unten wandert. Man erkennt jedoch links in der  $S_{11}$  Kennlinie eine Resonanz, die unterhalb der gewünschten Resonanz liegt, durch Optimierung, in diesem Fall Verringerung des Radius, wird dieser Resonanzpunkt auf ca. 2,4GHz gebracht:

Ausgangskonfiguration wurde aus der Tabelle 9-1 gewählt:

$f_0 = 2,4\text{GHz}$

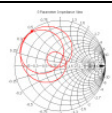
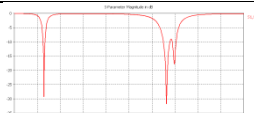
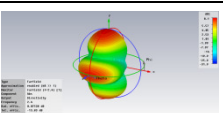
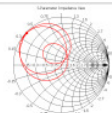
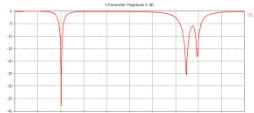
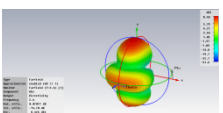
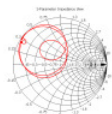
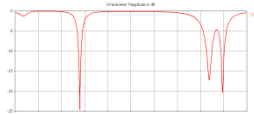
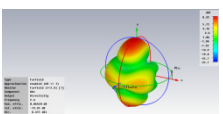
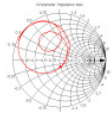
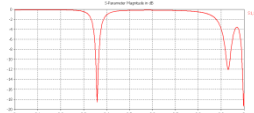
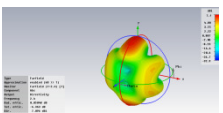
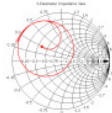
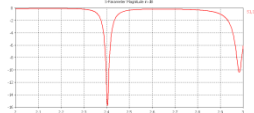
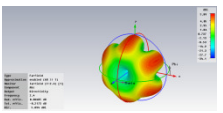
Substrat  $\varepsilon = 2,2$

Substrathöhe:  $h = 1,8\text{ mm}$

Patchdicke:  $d = 0,035\text{mm}$

Patchdurchmesser:  $D=\text{variiert}$

Feedabstand zur Mitte: 34mm

Patchdurchmesser (mm)	Impedanz	$S_{11}$	Abstrahl-charakteristik
$\lambda$			
$\lambda-4$			
$\lambda-8$			
$\lambda-12$			
$\lambda-14$			



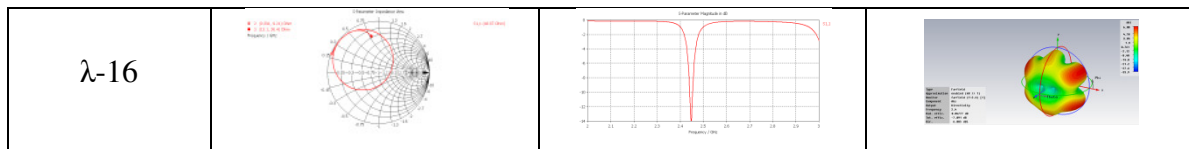


Tabelle 9-2: Simulationsergebnisse dargestellt und simuliert mit CST Studio Suite™ 2011

Bei  $\lambda-16$  ( $124,9 - 16 = 108,9\text{mm}$ ) wurde die Resonanz ca. auf die Bandmitte des WLAN verschoben. Mit den nächsten Versuchen wird die mechanische Abmessung in Richtung  $\lambda/2$  bzw.  $\lambda/4$  reduziert.

Aus den vorherigen Ergebnissen werden durch Versuche die Parameter optimiert:

### 9.1.2 Rundes Patchelement überarbeitet

$f_0 =$  2,4GHz

Substrat  $\epsilon =$  2,2

Substrathöhe:  $h =$  1,8 mm

$d = \lambda/2$  - Verkürzung = 49,5mm

Feed:  $\lambda/4$  von der Mitte entfernt

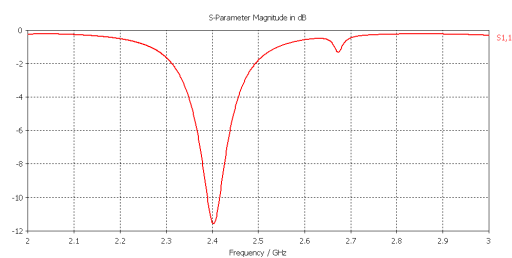


Abbildung 9-5: S11 simuliert CST SUITE™ 2011

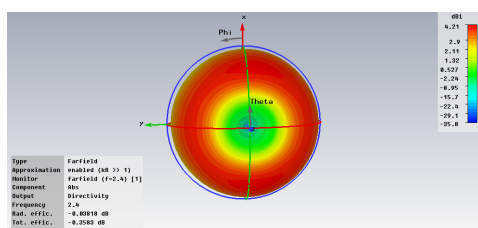


Abbildung 9-6: 3D Fernfeld simuliert CST SUITE™ 2011

Wie man sehr schön erkennen kann ist die Ableitung bei  $\lambda/4$  für die Richtcharakteristik im Zentrum nicht günstig, deshalb wird das Feed verschoben. Die -10dB Bandbreite deckt nicht den gesamten 2,4GHz WLAN-Bereich ab.

Die elektrische und mechanische Länge sind nur dann gleich, wenn der Antennenleiter unendlich dünn ist und die Antenne sich im freien Raum befindet. vgl. (7)

## 9.2 Runde Microstrip-Antenne mit HF-Printmaterial

Nach vielen Versuchen und auch Informationssammlung (Fa. Kathrein DI Wolfsberger, Internet..) wurden die Parameter der Materialien auf Standardmaterialien, die am Standort verwendet werden definiert.

Wieder wurde durch iterative Versuche eine runde Microstrip-Patch-Antenne konzipiert. Weiters wird die Resonanzfrequenz in Richtung Bandmitte des 2,4GHz WLAN-Bereichs gelegt.

$$\lambda_{\text{Bandmitte}} = \frac{c}{f} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{2.441.750.000 \text{ Hz}} = 12,28 \text{ cm}$$

In dieser Version wurde das Material abgeändert: Rogers RO4003C (loss free):

Feedabstand zur Mitte: 4,6mm

Patchdurchmesser: 37,4 mm

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{122,8}{4} = 30,7 \text{ mm}$$

Die Antenne wird mit Patchdurchmesser 37,4mm realisiert.

Man erkennt daran, dass man bei runden Microstrip-Patch-Antennen nicht von einer Verkürzung ausgehen kann, sondern der Radius muss durch die kreisförmige Form erhöht werden.

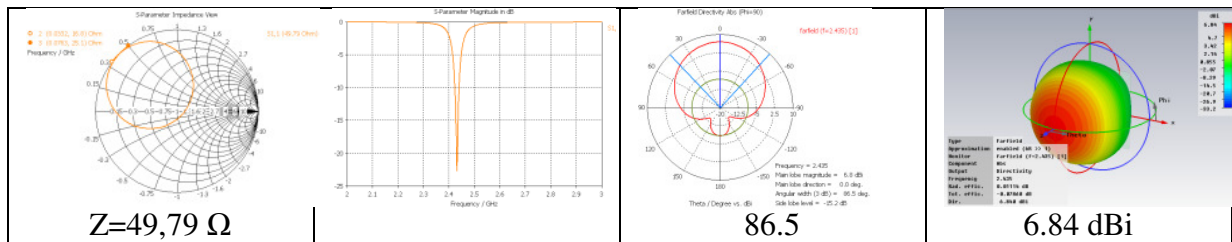


Abbildung 9-7: Runde Microstrip-Patch-Antenne (DI Wolfsberger)

Die Vorgaben Impedanz (49,79  $\Omega$ ), Mittenfrequenz (2,44GHz), Gewinn und Öffnungswinkel sind erfüllt, je nach Einsatzgebiet muss die Bandbreite noch etwas vergrößert werden.

Nach einigen Versuchssimulationen erkennt man, dass mit dieser Antennenform Gewinne im Bereich von ca. 6 - 7 dBi zu erreichen sind, das deckt sich auch mit der Literatur „Patch Antennen bieten einen typischen Antennengewinn von 4 bis 6 dBi und besitzen einen horizontalen und vertikalen Öffnungswinkel von 80° bis 65°.“ (3 S. 324).

Die Bandbreite wird durch die Substratdicke erhöht: D=1.8mm anstatt 0,834 mm

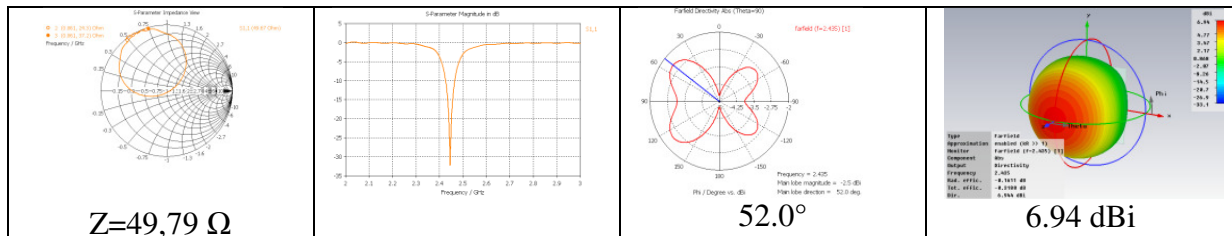


Abbildung 9-8: S11, 3D und 2D Fernfelddarstellung, Smith-Diagramm simuliert CST SUITE™ 2011

Mit der Erhöhung der Substratdicke kann die Bandbreite erhöht werden.

### 9.3 FR4 Material

Aus den gewonnen Informationen wird versucht mit dem „normalen Printmaterial“ FR4 für Elektronikschaltungen, Antennen zu simulieren.

Auch hier sind wieder Materialien verwendet worden, die an der HTL-Anichstraße zur Verfügung stehen. Die Resonanzfrequenz wird wieder in die Bandmitte der WLAN 2.4GHz Struktur gelegt.

		FR4 Standard	FR4 Hoch-TG	FR4 Halogenfrei	FR4 KF	Polyimid
TG	°C	≥ 135	≥ 170	≥ 140	≥ 135	≥ 230
CTE-z	ppm/°C	60	45	45	50	20
Dielektrizitätszahl $\epsilon_r$	bei 1MHz	4,6	4,8	4,7	4,7	3,4
Spannungsfestigkeit	KV/mm	45	55	50	45	125
Oberflächenwiderstand	MΩ	10 <sup>6</sup>	10 <sup>7</sup>	10 <sup>7</sup>	10 <sup>7</sup>	10 <sup>6</sup>
Kriechstromfestigkeit CTI	V	PLC3*	PLC3*	PLC3*	PLC1 / PLC0**	-
Td-Wert	°C	301	345	360	310	***
Cu-Haftung	N/mm	1,1 - 1,6	1,2	1,4	1,6	1,6
Flammbarkeitsklasse	UL-94	V0	V0	V0	V0	V0
Entspricht folgender Norm		IPC-4101	IPC-4101	IPC-4101	IPC-4101	IPC-4204

Je nach Verfügbarkeit, oder  
Kundenwunsch

z.B.	Isola Duraver Shengyi S1141 KingBoard 6160 Panasonic R-1766M NanYa FR4-86	Isola IS410 Shengyi S1000-2 Iteq IT180-A Panasonic R-1755V	Isola Duraver 156 Shengyi S1155 KingBoard 6162 Panasonic R-1566V	Isola Duraver KF Shengyi S1600	DuPont Pyralux Shengyi SF302  Panasonic R-F775
------	--	--	--	-----------------------------------	--

Tabelle 9-3: FR4 Kennwerte ([http://www.multi-circuit-boards.eu/ger/sites/pool/index.html?/ger/sites/pool/pool\\_07\\_02.html](http://www.multi-circuit-boards.eu/ger/sites/pool/index.html?/ger/sites/pool/pool_07_02.html))  
Zugriff: 16.6.2011

### 9.3.1 Microstrip-Patch-Antenne rund (FR4)

Substrat  $\epsilon$  = variiert

Substrathöhe:  $h = 1,8 \text{ mm}$

Patchdicke:  $d = 0,035 \text{ mm}$

Patchdurchmesser:  $D = \lambda - 14$

Feedabstand zur Mitte:  $34 \text{ mm}$

### 9.3.2 Simulationsergebnisse mit variablem $\epsilon$

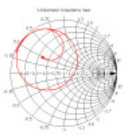
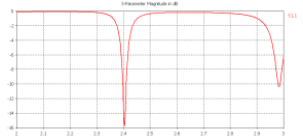
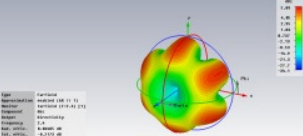
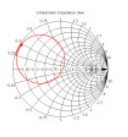
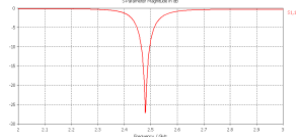
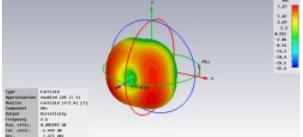
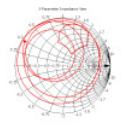
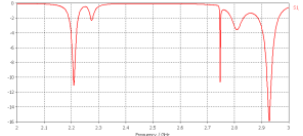
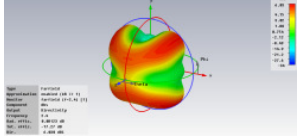
$\epsilon$	Impedanz	S11	Abstrahlcharakteristik
2,2			
1			
4			

Abbildung 9-9: Simulationen mit CST SUITE™ 2011

Man kann klar erkennen, dass  $\epsilon$  auch Auswirkung auf die Resonanzfrequenz hat. Das Printmaterial FR4 hat ein Epsilon  $\epsilon = 4.6$ , wobei das nicht 100% zugesichert wird. Die optimierten Microstrip-Patch-Antenne:

Feedabstand zur Mitte: 4,6mm

Patchdurchmesser (Beginn): 37,4 mm

Substrathöhe: 1,8 mm

Patchdicke: 0,035mm

Substrat:  $\epsilon = 4.6$  (aus Datenblatt)

### 9.3.3 Simulation mit iterativer Annäherung

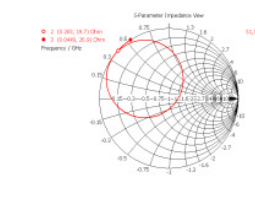
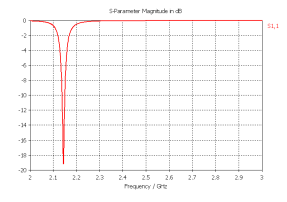
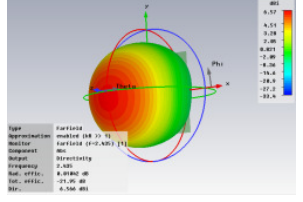
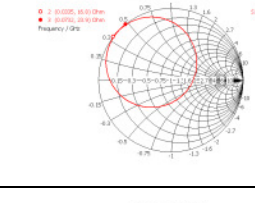
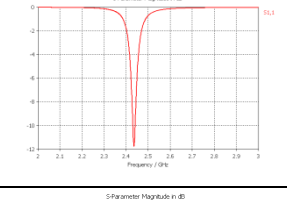
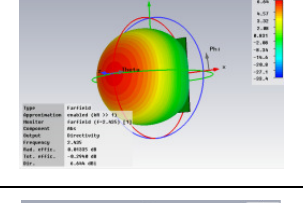
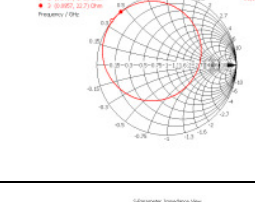
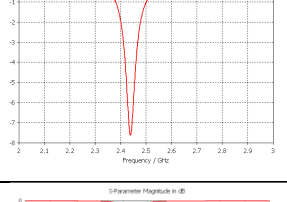
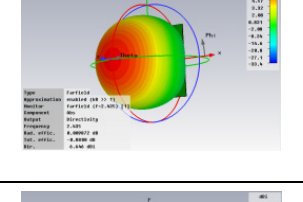
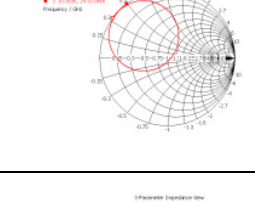
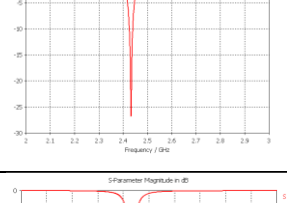
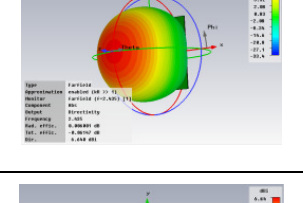
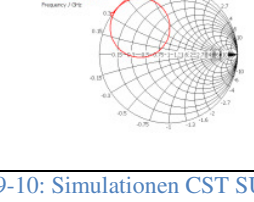
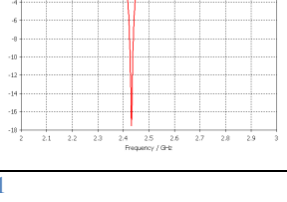
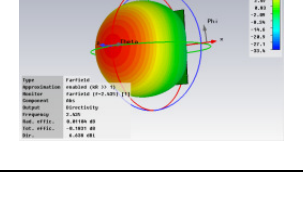
Patchdurchmesser (mm)	Impedanz (49,79Ω)	S11	Abstrahl-charakteristik
37,4 <sup>(1)</sup> Feed 4.6			
32,85 <sup>(2)</sup> Feed 4.6			
32,85 Feed 5.6			
32,85 Feed 3.6			
32,85 Feed 3.0			

Abbildung 9-10: Simulationen CST SUITE™ 2011

- (1) Wie man erkennen kann, ist die Resonanzfrequenz bei der Grundkonfiguration (Patchdurchmesser 37,4mm) nach unten verschoben, das bedeutet, dass der Durchmesser verkleinert werden muss, dadurch erhöht sich die Resonanzfrequenz.
- (2) Der Durchmesser wurde durch Simulation ermittelt. Die Zielresonanz liegt in der Mitte. Jetzt muss nur noch iterativ die Anspeisung verschoben werden, damit eine entsprechende Güte erreicht wird.

Die -10dB Bandbreite ist zu klein, für die Übertragung eines Kanals würde das ausreichen (Kanalbandbreite  $b=20\text{MHz}$ ).

Beim Einspeisepunkt 3,6mm außerhalb des Kreismittelpunktes und einem Patchdurchmesser von 32,85mm konnte:  $S_{11} > 25\text{dB}$  und ein Gewinn von  $> 6\text{dB}$ , erreicht werden. Die -10dB Bandbreite  $b$  ist zu gering, um alle Kanäle im 2,4GHz WLAN-Bereich zu übertragen.

### 9.3.4 Microstrip-Patch-Antenne eckig mit FR4

Substrat  $\epsilon = 4.6$

Substrathöhe:  $h = 1,8 \text{ mm}$

Anspeisung: Koaxialleitung mit einem Leitungswellenwiderstand von  $R_E = 50 \Omega$ .

---

$$\lambda_{\text{Bandmitte}} = \frac{c}{f} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{2.441.750.000 \text{ Hz}} = 12,28\text{cm}$$

$$W \cong \sqrt{\frac{h \lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}} \left[ \ln \left( \frac{\lambda_0}{h \sqrt{\epsilon_r}} \right) - 1 \right]$$

$$\cong \sqrt{\frac{1,8\text{mm} \cdot 122,8\text{mm}}{\sqrt{4.6}}} \left[ \ln \left( \frac{122,8\text{mm}}{1,8\text{mm} \sqrt{4.6}} \right) - 1 \right] \cong 24,90\text{mm}$$

$$\epsilon_{r,eff}^{(0)} \cong \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10}{u} \right)^{-\frac{1}{2}} = 4,171$$

$$u = \frac{W}{h} = 13,83$$

$$\Delta L \cong 0,412h \frac{\epsilon_{r,eff} + 0,300}{\epsilon_{r,eff} - 0,258} \frac{u + 0,262}{u + 0,813} = 0,815\text{mm}$$

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = 60,128$$

$$L = \frac{\lambda_{eff}}{2} - 2\Delta L = 28,43\text{mm}$$

Es kommt nahezu eine quadratische Form heraus:

28,43 x 24,90

Näherung für die Ermittlung des Einspeispunktes:

$G_s$  .... Strahlungsleitwert A/V

Es gilt für  $h/\lambda_0 \leq 0,02$  folgende Näherung: (9):

$$G_s = \frac{1}{R_s} \cong \begin{cases} W^2/(45\lambda_0^2) & \text{für } W < 0,35 \lambda_0 \\ \{ W/(60 \lambda_0) - 1/(30 \pi^2) \} & \text{für } 0,35 \lambda_0 > W > 2 \lambda_0 \\ W/(60 \lambda_0) & \text{für } 2 \lambda_0 < W \end{cases}$$

$$\frac{h}{\lambda_0} = \frac{1,8\text{mm}}{122,8\text{mm}} = 0,0146 \text{ (Bedingung erfüllt)}$$

$$\frac{W}{\lambda_0} = \frac{24,90}{122,8\text{mm}} = 0,203 \text{ daher}$$

$$G_s = \frac{1}{R_s} \cong W^2/(45\lambda_0^2) = 0.000914$$

$$R_s = 1094,49 \Omega$$

Koaxiale Einspeisung durch das Substrat mit dem Speisepunkt bei  $x_s$  nach (15)

$$x_s \cong \frac{\lambda_{eff}}{2\pi} \arccos \sqrt{\frac{R_E}{R_s}} \cong \frac{60.128}{2\pi} \arccos \sqrt{\frac{50}{1094,49}} \cong 12,97\text{mm}$$

### 9.3.4.1 Simulation der Micorstrip-Patch-Antennen von 9.3.4


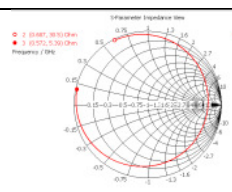
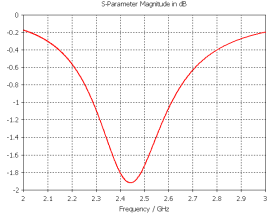
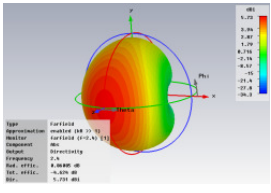
2D	Impedanz	S11	Abstrahlcharakteristik
 <p>91°</p>	 <p>50 Ω</p>		

Tabelle 9-4: Patchantenne rund mit berechneten Parametern Pkt: 0 (Simuliert mit CST Studio Suite 2011™)



Die Berechnung stimmt mit der erwarteten Resonanzfrequenz überein (ca. Bandmitte). S11 ist noch zu gering ( $S_{11} < 20\text{dB}$ ), damit der Parameter verbessert werden kann, muss die Anspeisung räumlich verändert werden.

#### 9.3.4.2 Iterative Versuche mit Anspeisungspunkt:

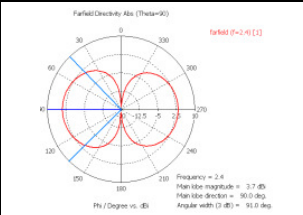
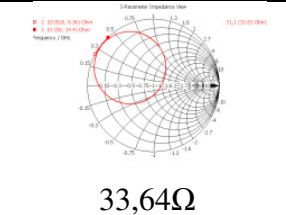
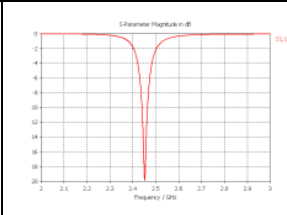
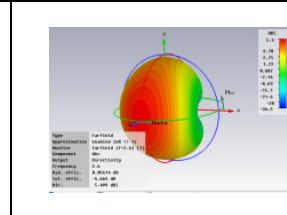
2D	Impedanz	S11	Abstrahl- charakteristik
	 <p>33,64Ω</p>		

Tabelle 9-5: Patchantenne rund mit berechneten Parametern Pkt: 9.3.2 (Simuliert mit CST Studio Suite 2011™)

Die Abmessungen und auch der Anspeisepunkt (2,5mm außerhalb des Kreismittelpunktes) wurde verändert. Die Resonanzfrequenz wurde erreicht, jedoch die Impedanz ist zu gering, es muss eine Anpassung vorgenommen werden.

Das Ergebnis wurde mit folgenden Einstellungen erreicht:

Feedabstand zur Mitte: 2,5 mm

Patch: 22 x 26 mm

Substrathöhe: 1,8 mm

Patchdicke: 0,035mm

Substrat:  $\epsilon = 4.6$  (aus Datenblatt)

Ergebnisse:

$S_{11} \approx 20\text{dB}$

Antennengewinn: 5.5dBi

## 9.4 Zwischenresumee

Die eckigen Microstrip-Patch-Antennen sind sehr gut berechenbar, jedoch sind die Bandbreiten mit der einfachen Printplattenstärke nicht erreichbar. Das heißt in der Praxis, dass Mehrfachplatinen zu verwenden sind. Für die Realisierung der Antennen im HF Bereich und später im 9GHz Bereich empfiehlt es sich auf das entsprechende HF-Material umzusteigen (Rogers RO4003C (loss free)).

## 10 Alternative Patch - Antenne

Mit dem Printmaterial ist man im Abstand zwischen Patch und Ground gebunden. Alternativ dazu könnte auch folgende Antennen-Variante verwendet werden, damit ist ein flexibler Abstand zwischen Patch und Ground möglich, wobei bei zu großem Abstand die Streufelder aus den seitlichen Öffnungen (Schlitzen) nicht mehr vernachlässigt werden können.

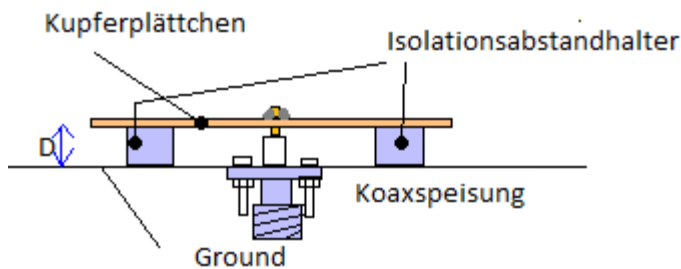


Abbildung 10-1: Patch-Antenne mit Kupferplättchen

Simulation einer Patch-Antenne mit Kupferplättchen:

Substrat:  $\epsilon = 1.0$

Substrathöhe:  $D = 4 \text{ mm}$

Patchgröße:  $52,6 \times 63,4 \text{ mm}$  (iterativ ermittelt)

$X_s = 18,25 \text{ mm}$  (iterativ ermittelt)

### 10.1 Simulationsergebnis S11

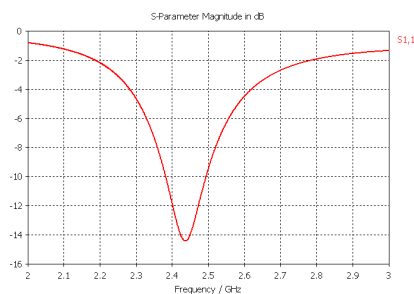


Abbildung 10-2: S11 simuliert CST SUITE™ 2011

Wie man erkennt umfasst die -10dB Bandbreite den gesamten WLAN Bereich. Die Bandbreite kann mit dem Abstand  $D$  verändert werden.

## 10.2 Fernfeld Messung 3D

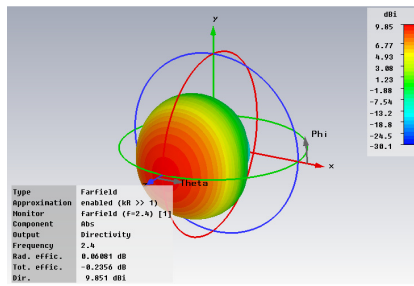


Abbildung 10-3: 3D Fernfeld simuliert CST SUITE™ 2011

Der Antennengewinn beträgt 9,85 dBi. Der Öffnungswinkel liegt bei ca. 67°.

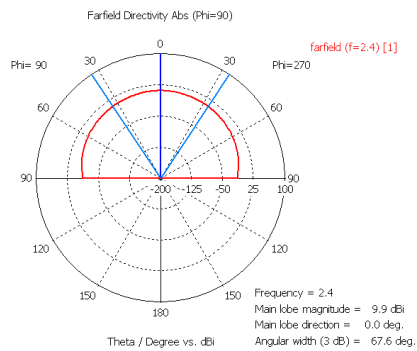


Abbildung 10-4: 2D Öffnungswinkel simuliert CST SUITE™ 2011

## 11 Patchantennen Array

Das Ziel ist, mit Antennengruppen (Array) gezielt die Charakteristik der Antenne zu verändern (Gewinn, Öffnungswinkel...).

Die Speisung der einzelnen Strahlerelementen, deren gegenseitige Abstände meist im Bereich  $\lambda_0/4 < a < \lambda_0$  liegt kann parallel oder seriell erfolgen. vgl. (7 S. 372).

Man wird schmalbandiger, wenn man eine Serienspeisung und breitbandiger, wenn man eine Parallelspeisung wählt.

Es wird die Parallelspeisung gewählt, obwohl das Speisernetzwerk von parallel gespeisten Gruppenenden Nachteile aufweist, dass bei Leitungsknicken und Verzweigungen unerwünschte Abstrahlungen auftreten, die sich mit gewünschten Strahlungsfeldern überlagern. vgl. (7).

Bei der Serienspeisung (Abbildung 11-2, Bild b) beeinflusst die Phasendifferenz die Richtung der Hauptkeule. Die parallel gespeiste Gruppe wirkt bei phasengleicher Anspeisung (gleiche Leitungslängen) als Querstrahler mit einem Schwenkwinkel  $\vartheta = 0$ . Durch zwischengeschaltete Phasenschieber wird eine elektronische Strahlschwenkung erreicht. Um grating lobes (siehe Abbildung 11-1) zu vermeiden, darf in einer Antennengruppe mit N-Elementen der maximale Schwenkwinkel nicht zu groß sein:

$$\frac{a}{\lambda_0} \leq \left(1 - \frac{1}{N}\right) \frac{1}{1 + \sin \vartheta}$$

N... Anzahl der Elemente

$\varphi$  ... maximale Schwenkungswinkel

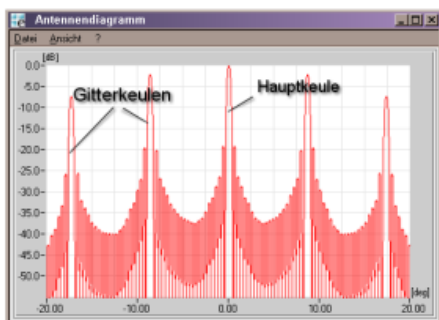


Abbildung 11-1: Wikipedia (Charly Whisky) [http://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Grating\\_lobes.png](http://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Grating_lobes.png) Zugriff: 2.6.2011

Grating Lobes, sind Nebenkeulen, die annähernd die Größe der Hauptkeule erreichen und im Diagramm rasterartig verteilt sind.

Zweidimensionale Gruppen erhält man, wenn die Antennen in Zeilen (N-Elemente) und in Spalten (M-Elemente) in einem definierten Abstand angeordnet sind. Die angenäherte Richtcharakteristik einer zweidimensionalen, planaren Antennengruppe errechnet sich wie folgt ( $M * N$  Elemente):

$$C_{ges} = C_E * C_{GR}$$

$C_{ges}$  ... Gesamtcharakteristik

$C_E$  ... Einzelcharakteristik

$C_{GR}$  ... Gruppencharakteristik

Die Gesamtcharakteristik ergibt sich aus der Multiplikation der Einzelcharakteristik und der Gruppencharakteristik. Vgl. (7).

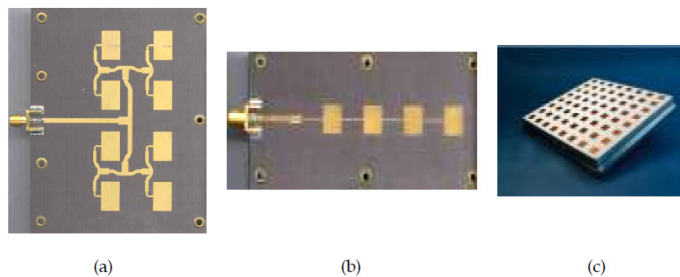


Fig. 4. Microstrip antenna array (a) phased array, (b) series-fed array, (c) Multi-Element Array (MEA)

Abbildung 11-2: Microstrip Patch Antennen Quelle: Hala Elsadek Electronics Research Intitute, Microstrip Department Cairo Egypt

## 11.1 Gewählte Gruppenanordnung

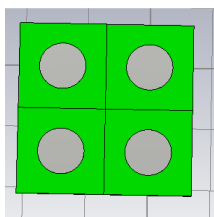


Abbildung 11-3: 2x2 Array (DI Wolfsberger) CST Studio Suite <sup>TM</sup>

Die Software CST Studio Suite <sup>TM</sup> bietet in den Properties die Möglichkeit die Phasenverschiebungen in der Ansteuerung und die räumliche Position der einzelnen Microstrip-Patch-Antennen anzugeben. Es wird dann ein Gruppencharakteristik eines Arrays mit identen Antennen errechnet. Es ist zwar nur eine Näherung, aber bei nicht zu nah

aneinander liegenden Antennen ist die Näherung sehr gut, und man erspart sich die Erstellung eines großen Modells mit Anspeiseleitungen (nicht mehr so trivial und sehr zeitaufwändig), die Anspeisung und Anpassung an die Leitung wurde wie bereits erläutert nicht behandelt.

## 11.2 Verwendetes Material

Das Material wurde geändert, da das „normale Printmaterial FR4“, das an der HTL verwendet wird, nicht für HF-Anwendungen geeignet ist. Es wird nun das Material: Rogers 4003C (nom.  $\epsilon_r=3.38$  fürs Design=3.55 recommended), das sich für dieses Einsatzgebiet sehr gut eignet, verwendet.

Das Grobkonzept wurde von DI Wolfsberger erstellt:

$f_0 =$  2,435GHz

Substrat  $\epsilon =$  3.55

Substrathöhe:  $h =$  0.7 mm

Patchdicke:  $d =$  0,035mm

Patchdurchmesser:  $D =$  37.4mm

Feedabstand zur Mitte in y-Achse: 4.6mm

Vorgabe:  $\lambda_0/4 < a < \lambda_0$

$\lambda_0 = 122,8\text{mm}$

$\lambda/4 = 30,7\text{mm}$

gewählt:  $a = 53,7\text{mm}$

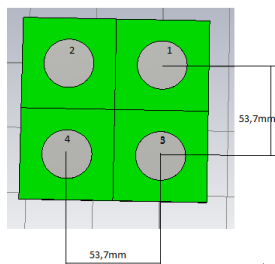


Abbildung 11-4: Microstrip-Patch-Antennen Array 2x2

## 11.3 Parallelanspeisung ohne Phasenverschiebung

Einspeisepunkt 1/2/3/4 Öffnungswinkel 3dB	Impedanz Polarplot	S11	Polarplot 50Ω
1			
2			
3			
4			

Tabelle 11-1: Antennen-Array 2x2 (ohne Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™

## 11.4 3 D – Plot: Fernfeld

Einspeisepunkt 1/2/3/4	
1	
2	
3	



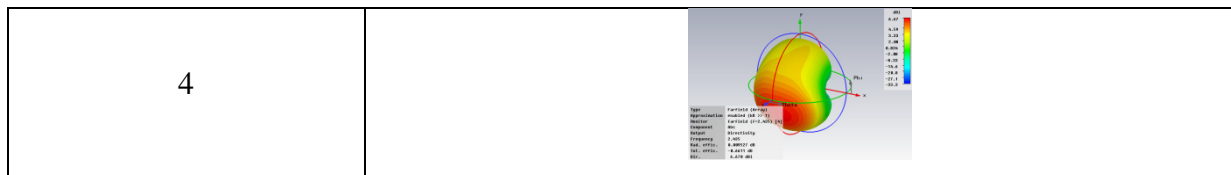


Tabelle 11-2: Antennen-Array 2x2 (ohne Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™

Wie man schön im 3D Plot erkennen kann, haben die Microstrip-Patch-Antennen unterschiedliche Abstrahlcharakteristiken, obwohl keine Phasenverschiebung vorhanden ist. Es bestehen Beeinflussungen zwischen den einzelnen Patches.

Eine gemeinsame Charakteristik ist nicht vorhanden, erst wenn Phasenverschiebungen zwischen den Patches realisiert werden, erhält man eine Abstrahlcharakteristik, die gemeinsam wirkt und auch dargestellt wird:

Phasenverschiebung zwischen Anschluss 1/2/3/4 :  $0^\circ/0.5^\circ/1^\circ/1.5^\circ$

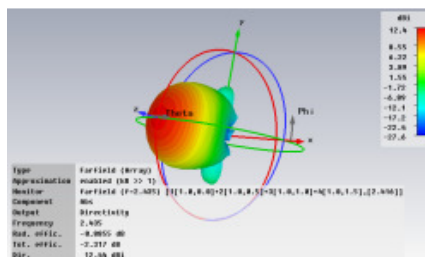


Abbildung 11-5: Antennen-Array 2x2 (mit Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™

Es ist schön zu erkennen, dass mit dieser Struktur der Antennengewinn auf 12,4 dBi steigt. Die Abstrahlcharakteristika aller 4 Patches wirken zusammen und es entstehen eine Hauptkeule mit der Hauptrichtung  $\varphi \approx 0^\circ$  und fast keine Nebenkeulen.

In der folgenden Simulation wurden die Anspeisepunkte mit verschiedenen Phasenwinkeln angesteuert und folgende Ergebnisse wurden erreicht:

Phasenverschiebung Einspeisepunkt 1/2/3/4 Öffnungswinkel 3dB	Impedanz Polarplot	S11	Polarplot
0/0.5/1/1. 5 26.5			
0/2/4/6 27.4			
0/10/20/3 0 31.0			
0/20/40/6 0 34.1			
0/30/60/9 0 36.2			

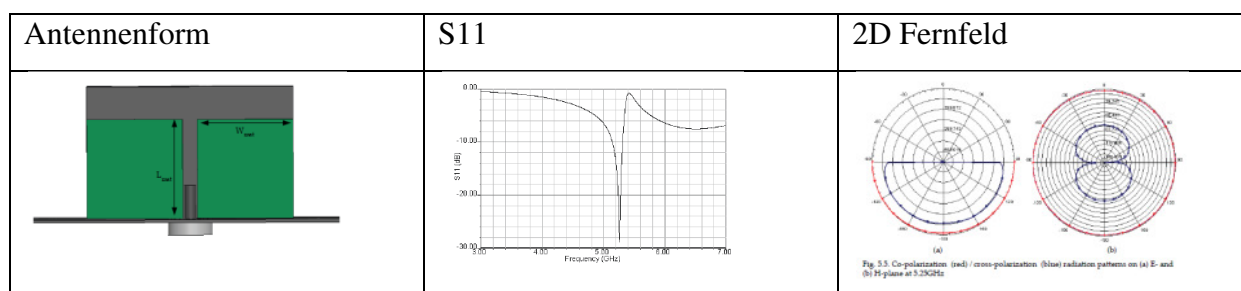
Abbildung 11-6:Antennen-Array 2x2 (mit Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™

Je nach Phasenunterschied, wird der 3dB Öffnungswinkel und die Abstrahlcharakteristik beeinflusst. Der Öffnungswinkel liegt bei den vorgenommen Simulationen bei ca. 30 -36°.

Antennen-Arrays beeinflussen die Bandbreite, die Antennencharakteristik und auch den Antennengewinn.

## 12 Ausblick auf die 5GHz Technologie

In der 5GHz Technologie sind einige Punkte einfacher hand zu haben. Durch die hohen Frequenzen haben wir bei den Gebäudemauern hohe Dämpfungen und dadurch werden die Ausleuchtzonen (Klassenräume) einfacher realisierbar.



**Abbildung 12-1: Microstrip-Patch-Antenne (16)S76,S77**

Der Antennengewinn ist 5.5dBi mit dem Gesamtwirkungsgrad von mehr als 90%. Die Gesamtgröße der Antenne ist  $0.24\lambda \times 0.1\lambda$ , sie ist elektrisch klein und daher auch geeignet für die modernen drahtlosen Kommunikationssystemen.

Der 802.11n Standard (5GHz) wird als Next -Generation Standard (n) bezeichnet. Die 802.11n Erweiterung definiert einen neuen Phy-Layer, der als High Throughput Phy bezeichnet wird und Datenraten von bis zu 600MBit/s realisieren soll. Kernstück des neuen Phy-Layers werden intelligente Smart-Antennen sein. Diese Antennensysteme sind als Gruppenantennen realisiert, die einen Abstand von  $\lambda/2$  aufweisen und über einen intelligenten Signalverarbeitungsalgorithmus angesteuert werden. Letztendlich wird die Datenrate bei OFDM-Datenübertragung durch Maßnahmen gesteigert, die eine Kanalbandbreitenerhöhung, eine Modulationsratenerhöhung, sowie Overheadreduzierung vorsehen.

Bei 802.11a (5GHz) und 802.11g ist eine 20MHz Bandbreite  $b$  definiert und dieser Kanal wird auf 53 Unterträger aufgeteilt, wobei 48 Unterträger zur eigentlichen Datenübertragung beitragen. Betrachtet man die 20MHz Kanalbandbreite, so lassen sich eigentlich 64 Unterträger platzieren ( $64 * 0,3125MHz = 20MHz$ ). Bei 802.11n werden 57 Unterträger verwendet. Für die Datenübertragung stehen 52 Unterträger zur Verfügung. Betrachtet man die BPSK-Modulation (kleinste Übertragungsvariante) mit einer Coderate  $1/2$ , so steigert sich durch die 4 zusätzlichen Unterträger die Datenrate von 6 auf 6,5 MBit/s. Bei QAM64 und

einer Coderate von 3/4 steigert sich die Datenrate um 4,5MBit/s auf 58,5MBit/s. Zusätzlich sieht der 802.11n Standard zur Erhöhung der Datenrate eine optionale Erhöhung der Kanalbandbreite auf 40MHz vor. vgl. (3 S. 255ff).

## **13 Technischer Ausblick in die Zukunft**

Das Projekt hat uns für die Zukunft eine gute Basis gelegt. Die Microstrip-Patch-Antennen sind für unser Projekt ideal, da sie im Bereich von 180° bis 360° fast keine Nebenkeulen besitzen. Diese Antennen können an den Gebäudeaussenwänden montiert werden, da die Antennencharakteristik dafür geeignet ist (fast keine Abstrahlung in den öffentlichen Bereich).

Die Simulationen haben gezeigt, dass die -10dB Bandbreite mit dem Standardprintmaterial FR4 nicht bzw. schwer erreicht wird. Hier werden wir zwei einseitige Printplatten verkleben, um das Substrat zu erhöhen.

Da im HF-Labor an der HTL-Anichstraße ebenfalls mit den Microstrip-Patch-Antennen gearbeitet wird, werden wir in unserer Printfertigung auf das Rogers 4003C HF-Material umsteigen.

Die 2,4GHz Technologie hat uns die Möglichkeit eröffnet, mit einfachen Mitteln, Antennen zu testen. Im nächsten Schuljahr, werden wir mit einer Schülergruppe, Messübungen auf Basis von WLAN-Routern durchführen und verfeinern. Im Werkstättenbereich, an unserer Schule, werden wir Testaufbauten mit den selbstgefertigten Patch-Antennen durchführen, dadurch können wir im „Realbetrieb“ die Funktionsfähigkeit der einzelnen Produkte testen und sie auf ihre Alltagstauglichkeit prüfen.

In unserer Printfertigung werden wir, wie bereits erwähnt, neben dem Standardprintmaterial FR4 auch hochwertigeres Material (Rogers für HF – Technik) einsetzen, dadurch wird auch der Schüler näher an die Problematik der HF-Technik herangeführt. Er soll erkennen, dass sich nicht alle Materialien für den HF-Einsatz gleich gut eignen und es ist auch in der Elektronik wichtig zu wissen, dass es für unterschiedliche Anwendungsgebiete auch unterschiedliche Printmaterialien erfordert.

Die alternative Patchantenne ( $\epsilon = 1$ , Patch als Kupferplättchen) haben wir im Projekt simuliert und die Ergebnisse haben uns überzeugt. Diese Antennenbauart hat den großen Vorteil, dass über die Substrathöhe, die Bandbreite einfach zu verändern ist. Die Substrathöhe kann über Kunststoffhalterungen definiert werden. Da wir an der HTL eine sehr gute Mechanikabteilung haben und alle Schüler diese Ausbildung absolvieren, können wir in diesem Ausbildungsbereich fachspezifische Werkstücke fertigen lassen. In weiterer Folge werden in der 4. Klasse diese Antennen im Labor vermessen und ein Prüfprotokoll erstellt.

Die Antennen-Arrays konnten im Projekt nicht in allen Varianten simuliert werden (siehe persönlicher Rückblick Pkt. 14). Man kann aus der Simulation erkennen, dass die Anordnung und die Ansteuerung der Antennen wesentliche Faktoren für die Antennencharakteristik sind. Antennenarrays werden wir zukünftig im Labor über das Messequipment der Firma Lucas Nülle vermessen. Da dieses Equipment im 9GHz-Bereich arbeitet, werden wir die Antennen anpassen.

## **14 Persönlicher Rückblick**

Ein schwieriger Teil der Projektarbeit, war es die Masse an Informationen (Literatur, Internet, Zeitschriften) zu selektieren. Ich habe mich immer wieder in Details verrannt und dadurch ist auch sehr viel Zeit verloren gegangen. Das Thema Antennen ist sehr groß und man muss sehr darauf bedacht nehmen, dass man zielorientiert arbeitet.

Die Software CST Studio Suite™ 2011 hat die Arbeit sehr erleichtert, bzw. das Projekt wäre für mich ohne dieses Werkzeug nicht durchführbar gewesen. Die Firma CST hat mir das Produkt, da ich örtlich sehr weit von Mittweida entfernt bin, für ein halbes Jahr auf Basis der Mac-Adresse freigeschaltet und hier hatte ich 2 Optionen, entweder den leistungstärkeren Heimcomputer oder den Laptop zu melden. Die Wahl fiel auf den Laptop, da ich auch an der Schule in Freistunden am Projekt arbeiten konnte, leider hat sich herausgestellt, dass die Rechenvorgänge auf dem Laptop sehr viel Zeit beanspruchen. Simulationstabellen waren nur mit viel Zeitaufwand zu realisieren. Hier möchte ich für weitere Diplomanden den Tipp übermitteln: „Es lohnt sich ein sehr leistungsfähiges Gerät zu verwenden“. Speziell die Array-Antennen sind sehr Rechnerintensiv und da musste ich Abschlüsse bei den Simulationen machen.

Ein persönlicher Wunsch von mir wäre, dass an unserer Schule das Produkt CST Studio Suite<sup>TM</sup> 2011 eingesetzt wird.



Abbildung 8-3: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0) .....	43
Abbildung 8-4: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0) .....	43
Abbildung 8-5: Abbildung 7 3: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0) .....	43
Abbildung 8-6: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 8.3.1) ..	46
Abbildung 8-7: Z, S11 und 3D Fernfeldsimulation mit CST SUITE™ 2011 (Antenne Punkt 0) .....	49
Abbildung 9-1: Symbolbild Microstrip-Patch-Antenne rund (16) .....	50
Abbildung 9-2: Microstrip-Patch-Antenne mit CST SUITE™ 2011 dargestellt .....	50
Abbildung 9-3: S11 simuliert mit CST SUITE™ 2011 .....	51
Abbildung 9-4: Fernfeld 3D dargestellt mit CST SUITE™ 2011 .....	51
Abbildung 9-5: S11 simuliert CST SUITE™ 2011 .....	57
Abbildung 9-6: 3D Fernfeld simuliert CST SUITE™ 2011 .....	57
Abbildung 9-7: Runde Microstrip-Patch-Antenne (DI Wolfsberger) .....	59
Abbildung 9-8: S11, 3D und 2D Fernfelddarstellung, Smith-Diagramm simuliert CST SUITE™ 2011 .....	59
Abbildung 9-9: Simulationen mit CST SUITE™ 2011 .....	61
Abbildung 9-10: Simulationen CST SUITE™ 2011 .....	62
Abbildung 10-1: Patch-Antenne mit Kupferplättchen .....	67
Abbildung 10-2: S11 simuliert CST SUITE™ 2011 .....	67
Abbildung 10-3: 3D Fernfeld simuliert CST SUITE™ 2011 .....	68
Abbildung 10-4: 2D Öffnungswinkel simuliert CST SUITE™ 2011 .....	68
Abbildung 11-1: Wikipedia (Charly Whisky) <a href="http://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Grating_lobes.png">http://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Grating_lobes.png</a> Zugriff: 2.6.2011 .....	69
Abbildung 11-2: Microstrip Patch Antennen Quelle: Hala Elsadek Electronics Research Intitute, Microstrip Department Cairo Egypt .....	70
Abbildung 11-3: 2x2 Array (DI Wolfsberger) CST Studio Suite™ .....	70
Abbildung 11-4: Microstrip-Patch-Antennen Array 2x2 .....	71
Abbildung 11-5: Antennen-Array 2x2 (mit Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™ .....	73
Abbildung 11-6: Antennen-Array 2x2 (mit Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™ .....	74
Abbildung 12-1: Microstrip-Patch-Antenne (16) S76, S77 .....	75



## 16 Literaturverzeichnis

1. **FISCHER, Dipl.-Ing. (FH) Walter.** *Digital Video and Audio Broadcasting Technology.* Berlin : Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008. ISBN 978-3-540-76357-4.
2. **Walter Fischer.** *Digitale Fernseh- und Hörfunktechnik in Theorie und Praxis.* München : Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009. ISBN 978-3-540-88187-2.
3. **Rech, Jörg.** *Wireless LANs.* Hannover : Heise, 2008. ISBN 978-3-936931.
4. **Jon B. Hagn (Übersetzer Ulrich Weber).** *HF-Technik mit Tiefgang.* Aachen : Elektor Verlag GmbH, 1998.
5. **Karl ROTHAMMEL - Überarbeitet Dipl.-Ing. Alois KRISCHKE.** *Rothammels Antennenbuch.* Baunatal : DARC Verlag Baunatal, 2001. ISBN 3-88692-033-X.
6. **Siart, Uwe.** <http://www.siart.de/lehre/smishort.pdf>. [Online] 11. 05 2011. <http://www.siart.de/lehre/smishort.pdf>.
7. **Kark, Klaus.** *Antennen und Strahlungsfelder.* Wiesbaden : (C) Friedr. Vieweg & Sohn Verlag/GWV Fachverlage GmbH, 2004. 3-528-03961-2.
8. **Rainer GEIBLER, Werner KAMMERLOHER, Hans Werner SCHNEIDER.** *Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 2.* Braunschweig/Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, 1994. ISBN 3-528-04943-X.
9. **Garg, Bhartia und Ittipiboon.** *Microstrip Antenna Design Handbook.* Boston : Artech House, 2001.
10. **Zürcher, J.F. und Gardiol, F.** *Broadband Patch Antennas.* Boston : Artech House, 1995.
11. **Janssen, W.** *Streifenleiter und Hohlleiter.* Heidelberg : Hüthig, 1992.
12. **Hoffmann, R.K.** *Integrierte Mikrowellenschaltungen.* Berlin : Springer, 1983.
13. **Bahl und Bhartia.** *Microstrip Antennas.* Norwood : Artech House, 1980.
14. **Getsinger, W.J.** *Microstrip Dispersion Model, IEEE Trans. Microwave Theory Techn. MTT-212 (S34-S39).* 1973.
15. **Müller, C.** *Numerische Berechnung phasengesteuerter Gruppenantennen, Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik, FH Ravensburg-Weingarten .* 2002.

16. **Nasimuddin, Microstrip Antenna.pdf Edited by.** IntechWeb.org. [Online] [Zitat vom: 26. 06 2011.]
17. **Rainer GEIßLER Werner KAMMERLOHER Hans WernerSCHNEIDER.** *Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 1.* Braunschweig/Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, 1993. ISBN 3-528-04749-6.
18. **Adachi, Salma Ait Fares and Fumiyuki.** *Mobile and Wireless Communications Network Layer and Circuit Level Design.* [Hrsg.] Hala Elsadek. s.l. : InTech, 2010. 978-953-307-042-1.
19. **Unbekannt.** [https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d351232/smith1\\_new.pdf](https://dokumente.unibw.de/pub/bscw.cgi/d351232/smith1_new.pdf). [Online] [Zitat vom: 12. 6 2011.]

## 17 Tabellenverzeichnis

Tabelle 4-1: Erzielbare OFDM-Datenraten vgl.(3) .....	15
Tabelle 4-2: vgl. WLAN Standards (3) .....	19
Tabelle 9-1: Runde Patch-Antenne ( $\lambda$ ) – Feed wird von 0 – $\lambda/2$ verschoben.....	55
Tabelle 9-2: Simulationsergebnisse dargestellt und simuliert mit CST Studio Suite™ 2011 .....	57
Tabelle 9-3: FR4 Kennwerte ( <a href="http://www.multi-circuit-boards.eu/ger/sites/pool/index.html?/ger/sites/pool/pool_07_02.html">http://www.multi-circuit-boards.eu/ger/sites/pool/index.html?/ger/sites/pool/pool_07_02.html</a> ) Zugriff: 16.6.2011 .....	60
Tabelle 9-4: Patchantenne rund mit berechneten Parametern Pkt: 0 (Simuliert mit CST Studio Suite 2011™) .....	64
Tabelle 9-5: Patchantenne rund mit berechneten Parametern Pkt: 9.3.2 (Simuliert mit CST Studio Suite 2011™) .....	65
Tabelle 11-1: Antennen-Array 2x2 (ohne Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™ .....	72
Tabelle 11-2: Antennen-Array 2x2 (ohne Phasenverschiebung) Simuliert mit CST Studio Suite 2011™ .....	73

## 18 Formelverzeichnis

Formel 7-1: Relatives $\epsilon_r$ .....	39
Formel 7-2: effektive relative Permittivität .....	39
Formel 7-3: Physikalische Resonanzfrequenz $f_p$ , Hilfsgröße G .....	39

Formel 7-4: $\Delta$ Längenberechnung.....	39
Formel 7-5: eff. Längenberechnung.....	39
Formel 7-6: geometrische Patchlänge.....	40
Formel 7-7: Breite W .....	40
Formel 7-8: Einspeisepunkt in X-Richtung.....	40
Formel 7-9: Einspeisepunkt in Y-Richtung.....	40